

Panel didáctico de filtrado de señales



Grado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Trabajo Fin de Grado

Javier Arratibel Larrauri

Julio María Pascual Miqueléz

Pamplona, 5 de junio de 2020

Agradecimientos

Me gustaría agradecer el esfuerzo y dedicación de mi tutor Julio Pascual, que me ha ayudado a sacar adelante este proyecto a pesar de la situación en la que se ha desarrollado, así como a los profesores que me han ayudado a formarme a lo largo de la carrera. También me gustaría agradecer el apoyo de mi familia durante estos años.

Lista de palabras

- Filtro
- Panel de filtrado
- Señales
- Generador de señales
- Filtrado de señales
- Generador de ruido
- Filtrado de ruido
- Ondas
- Filtro paso bajo
- Filtro paso alto
- Filtro paso banda
- Filtro rechaza banda
- Filtro activo
- Filtro pasivo
- Filtro de primer orden
- Filtro de segundo orden

Tabla de contenido

Agradecimientos	1
Lista de palabras.....	1
1 INTRODUCCIÓN	4
1.1 JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS	4
1.2 RESUMEN	4
2 ENTRADAS	5
2.1 INTRODUCCIÓN	5
2.2 DIGITAL.....	5
2.2.1 ARDUINO	5
2.2.2 DF Player mini.....	6
2.2.3 CONEXIÓN	6
2.2.4 PROGRAMACIÓN	8
2.3 ANALÓGICA	9
2.3.1 INTRODUCCIÓN	9
2.3.2 INTEGRADO XR2206	10
2.3.3 ENTRADA DE AUDIO	11
2.3.4 GENERADOR DE RUIDO	12
2.4 ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE LAS OPCIONES DIGITAL Y ANALÓGICA.....	13
3 FILTRADO.....	14
3.1 INTRODUCCIÓN	14
3.2 DISEÑO DE LOS BLOQUES.....	14
3.3 DISTRIBUCIÓN DE LOS MÓDULOS.....	17
3.3.1 LISTA DE MÓDULOS.....	17
3.3.2 MÓDULOS FILTRO	17
3.3.3 MÓDULOS PUENTE.....	19
3.3.4 MÓDULO DE CARGA Y ATENUADOR	20
4 MONITORIZACIÓN.....	21
4.1 INTRODUCCIÓN	21
4.2 GRÁFICA	21
4.2.1 OSCILOSCOPIO INTEGRADO	21
4.2.2 OSCILOSCOPIO EXTERNO	22
4.3 SONORA.....	22
4.3.1 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN	23
4.3.2 ELECCIÓN DEL ALTAVOZ.....	25

4.3.3	SALIDA DE AURICULARES	25
4.3.4	PRESUPUESTO	25
5	GESTIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS	26
5.1	ENTRADAS	26
5.1.1	MÉTODO DE GESTIÓN	26
5.1.2	ELECCIÓN DE COMPONENTES.....	26
5.1.3	PRESUPUESTO	27
5.2	MONITORIZACIÓN.....	27
5.2.1	MÉTODO DE GESTIÓN	27
5.2.2	ELECCIÓN DE COMPONENTES.....	28
5.2.3	PRESUPUESTO	28
6	ALIMENTACIÓN	28
7	DISEÑO DEL PANEL.....	29
	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	30
	ANEXO I - PLANOS.....	31
	ANEXO II – HOJAS DE ESPECIFICACIONES.....	35
	ANEXO III – CÁLCULOS.....	115
	ANEXO IV – CIRCUITOS Y PLACAS PCB.....	132
	ANEXO V – EXPERIMENTOS.....	143

1 INTRODUCCIÓN

1.1 JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS

El proyecto surge de la necesidad de una herramienta para mostrar de una forma práctica el funcionamiento más básico de los diferentes filtros que se estudian. Este panel está orientado a ser un complemento de la explicación del efecto que estos filtros tienen sobre las señales.

El objetivo del proyecto es crear una plataforma que permita realizar los diferentes experimentos que se plantean, siendo lo más versátil posible para adaptarse a futuros posibles experimentos que se puedan considerar interesantes. Además, se pretende lograr un diseño compacto y el manejo sea sencillo. Para ello, se plantearán dos alternativas de diseño, una analógica y otra digital de forma que permita modificaciones sobre el diseño original, para que se pueda adaptar a diferentes situaciones futuras.

Para que sea posible realizar diferentes experimentos con un mismo panel, se opta por la organización de los filtros por módulos fácilmente intercambiables. Cada módulo contendrá un filtro, por lo que se puede lograr cualquier combinación de éstos.

Además, se dispondrá de dos alternativas para mostrar las ondas de entrada y de salida: una gráfica donde se pueda visualizar y comparar las ondas obtenidas y medirlas y otra mediante señales de audio, que permita escuchar el efecto de los filtros sobre señales audibles.

1.2 RESUMEN

La plataforma escogida para satisfacer los objetivos es en formato panel. Se trata de una plataforma inclinada con una parte superior dividida en tres etapas: entradas, filtrado y monitorización.

Dentro de la etapa de entrada se incluye tanto la generación de las señales internas como la captación y acondicionamiento de las señales externas en el caso del modelo analógico. Para los experimentos (planteados en el Anexo V), la plataforma dispondrá internamente de dos señales puras de frecuencia y amplitud variable y de una señal de ruido blanco. Además, tendrá una entrada de audio.

En la etapa de filtrado habrá 3 canales a cada uno de los cuales entrará cualquier combinación que se desee de las señales de entrada. En esta etapa se incluirán los diferentes filtros sobre los que se experimentará. Estos filtros serán ajustables según las necesidades de cada experimento. Al tener 3 canales, se podrá comparar de forma directa el efecto de tres filtros sobre una misma señal de entrada.

En la etapa de monitorización se podrá observar, ya sea con un osciloscopio o con un altavoz, tanto las entradas como las salidas de la etapa de filtrado, ya sean por separado o sumadas y así poder observar las alteraciones producidas por los filtros sobre las señales.

En la figura 1 se muestra el diagrama de funcionamiento del panel de forma simplificada.

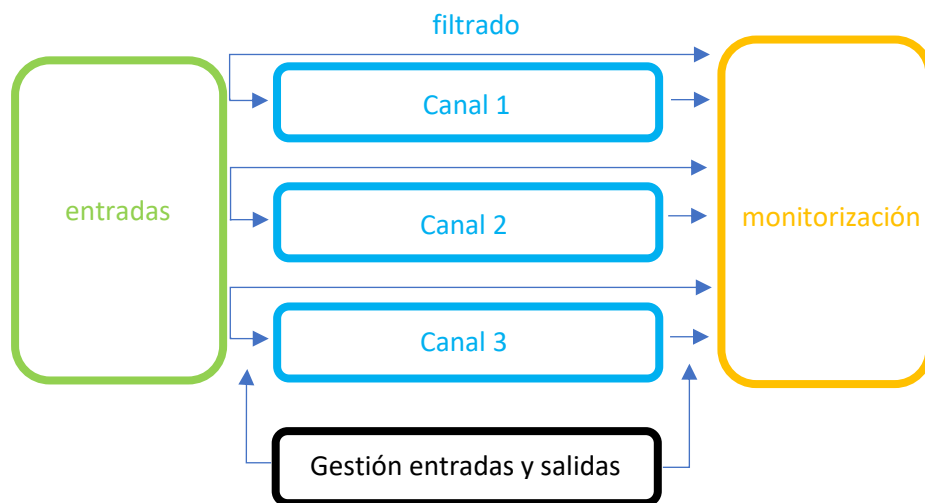


Figura 1: Diagrama del panel

2 ENTRADAS

2.1 INTRODUCCIÓN

Para la generación de las señales que se emplearán en el panel, se plantea una alternativa digital, más compacta con mayor margen de rediseño y una analógica, más barata, sencilla y robusta y se valorará por cuál de las dos se opta para la implementación.

2.2 DIGITAL

2.2.1 ARDUINO

Como alternativa digital existe la posibilidad de generar todas las ondas que posteriormente se utilizarán en la etapa de filtrado de forma digital. Para ello se plantea la opción de emplear una tarjeta comercial Arduino como generador tanto de funciones puras como de ondas adicionales.

Para el proyecto es necesario que las ondas generadas sean de tipo analógico, de forma que se pueda obtener una onda continua. Además, se requiere de potencia suficiente para poder generar señales de forma simultánea. A partir del catálogo disponible de Arduino, se observa que la mejor opción para el proyecto es el Arduino DUE (Anexo II), ya que posee dos salidas analógicas además de 12 salidas de tipo PWM que se podrán emplear para generar ruido, útil en algunos de los experimentos planteados. Para generar estas señales se emplearán librerías propias de Arduino como se explicará más adelante.

Por otro lado, este modelo de Arduino posee 54 entradas y salidas digitales, lo que permitirá gestionar otras etapas del panel.

Esta tarjeta tiene un precio de 42,35€ (impuestos incluidos).

2.2.2 DF Player mini

En el panel se quiere disponer de una entrada de audio externa para poder analizar el comportamiento de los diferentes filtros ante una entrada de audio convencional. Para ello, se emplea un módulo DF Player mini (Anexo II), capaz de leer tarjetas microSD. Además, el control del módulo se puede realizar desde la propia tarjeta Arduino, con funciones de play/pause, siguiente/anterior o subir/bajar volumen, tal y como se detalla en los siguientes apartados.

Este módulo tiene un precio de 9,69€ (impuestos incluidos).

2.2.3 CONEXIÓN

A continuación, se detalla el diagrama de conexión del sistema, así como las tablas de asignaciones:

NOMBRE	FUNCIÓN	ENTRADA
S1	Generar señal 1	A0
S2	Generar señal 2	A1
S3	Generar señal ruido	A2
S4	Siguiente canción	A3
S5	Play/Pause	A4
S6	Canción anterior	A5

Tabla 1: Asignación de las entradas

SALIDA	SEÑAL
DAC0	Señal 1
DAC1	Señal 2
PWM 2-6	Señal de ruido (3-7)
TX0	Control DFPlayer
RX0	Control DFPlayer

Tabla 2: Asignación de las salidas

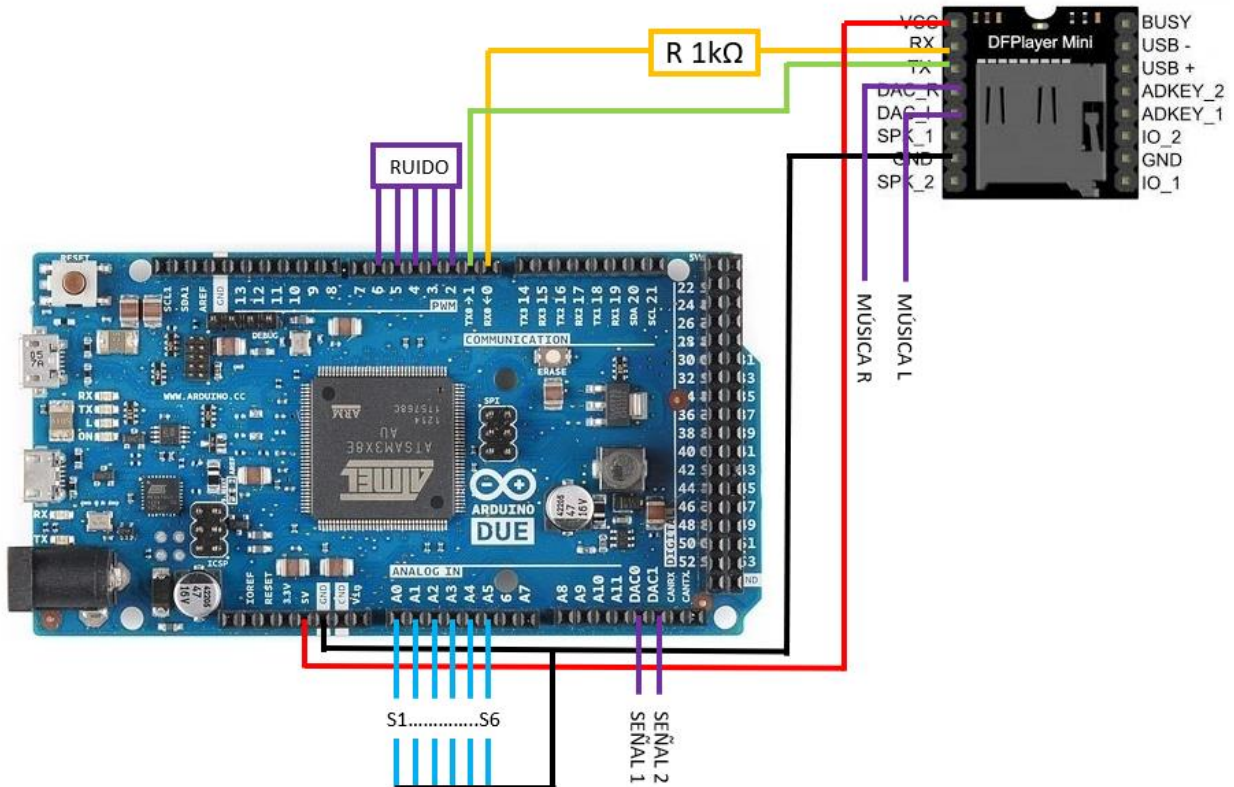


Figura 2: Diagrama de conexión Arduino DUE con DF Player mini

Para generar una señal de ruido variable según el tipo de experimento que se quiera realizar, se opta por utilizar salidas PWM de Arduino. De esa forma, se logra una mayor versatilidad pudiéndose generar ondas puras (escalonadas) o combinaciones de ondas para simular distintos tipos de ruidos. La señal final se generará como resultado de sumar las salidas S1→S6 para lo que será necesario implementar un sumador con un amplificador operacional siguiendo el esquema mostrado en la figura 3.

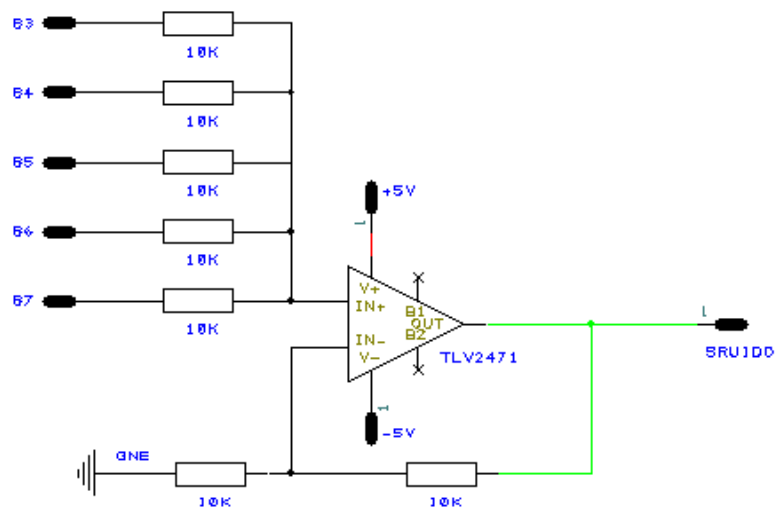


Figura 3: Esquema circuito sumador de la señal de ruido

Las salidas marcadas como música L/R, son las salidas de audio de la tarjeta SD y se deberán puentear para obtener una señal monofónica tal y como se muestra en la figura 4, ya que el panel trabaja de esa manera. De esta forma, ambos canales de la señal de sonido circularán por un mismo conductor, que pasará a ser el conductor de señal en el panel.

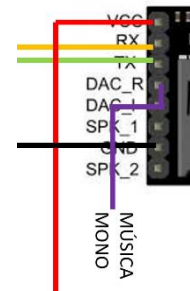


Figura 4

Si se desea incluir entrada USB y poder así reproducir señales de audio desde una memoria USB, será necesario conectarla a los terminales UBS+, USB-, VCC y GND según se muestra en la figura 5 y será accesible del mismo modo que la tarjeta SD. En el caso de incluir entrada jack de 3,5 mm, se tendrán que puentear los terminales de señal y conectar directamente el conector de señal a Música Mono y la masa del conector al terminal GND.

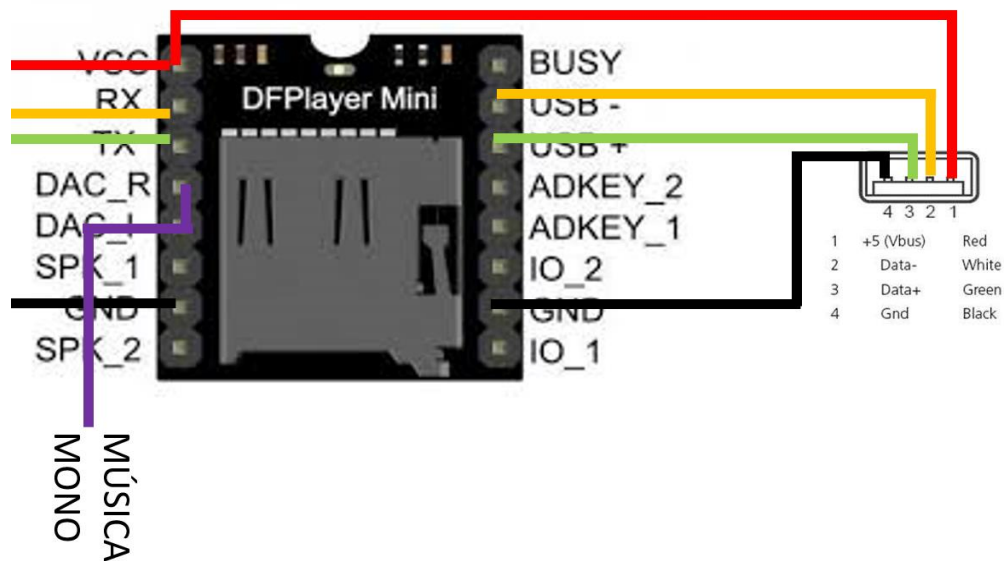


Figura 5: Conexión puerto USB a DF Player mini

Para poder reproducir audio mediante una memoria USB será necesario que las pistas estén albergadas directamente en la memoria sin emplear carpetas ya que no es posible navegar dentro de la memoria desde este dispositivo.

2.2.4 PROGRAMACIÓN

Para la programación del control del módulo DF Player, se empleará la librería SoftwareSerial.h de Arduino. Este módulo emplea lenguaje hexadecimal, por lo que los comandos para dar las órdenes se escribirán tal y como se presenta en el diagrama de programación.

Para la programación de las señales, se hará uso de la librería Audio.h, que permite generar ondas puras de la frecuencia que se desee, tanto para las salidas analógicas como para las digitales (PWM). El diagrama de programación se detalla en la figura 6.

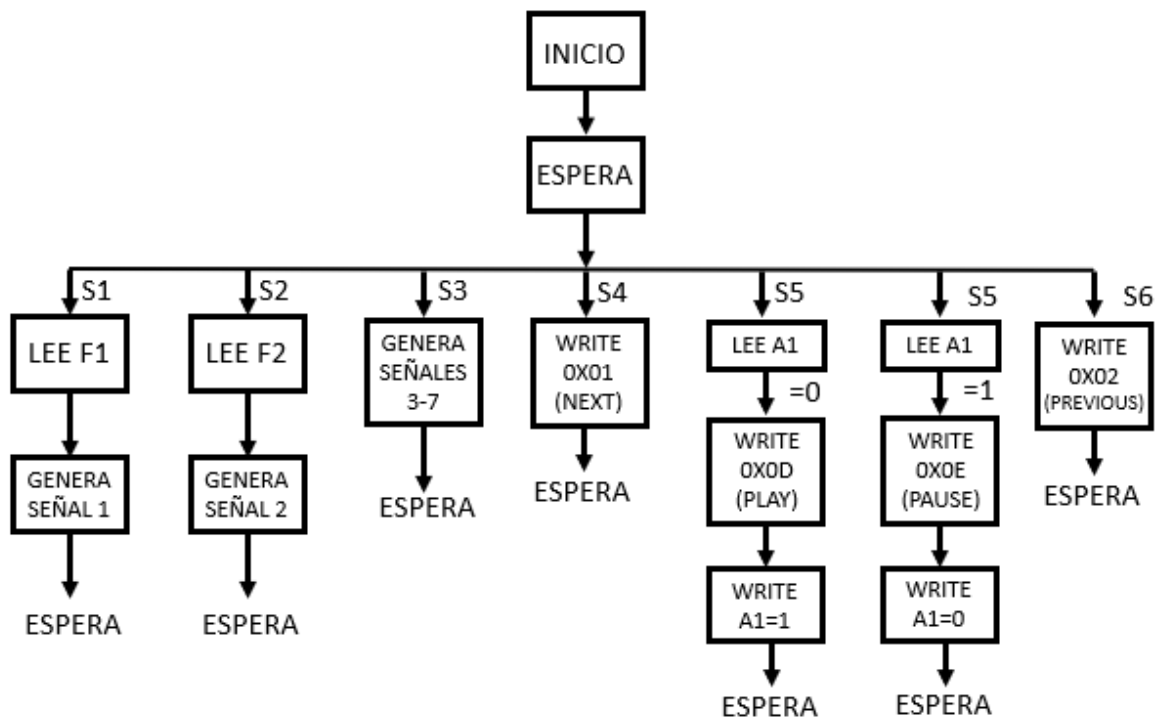


Figura 6: Diagrama de programación Arduino

El diagrama se divide según los 6 botones (S1-6) necesarios. Según qué selector se presiona el programa avanza por una u otra rama, ejecutando las tareas asignadas a cada rama en orden. Una vez el programa ejecuta la tarea asignada vuelve al estado de espera hasta que se presiona otro botón.

2.3 ANALÓGICA

2.3.1 INTRODUCCIÓN

Como alternativa a la versión digital, se plantea una opción analógica en la que se emplean generadores de funciones basados en el integrado XR2206, capaz de producir funciones senoidales y cuadradas. Por otro lado, se opta por un circuito generador de ruido blanco en el que se hará uso del fenómeno del ruido de disparo en semiconductores para producir el ruido. Por último, se empleará una entrada analógica que permita conectar una fuente de audio externa. El diagrama de bloques de la opción analógica se presenta en la figura 7.

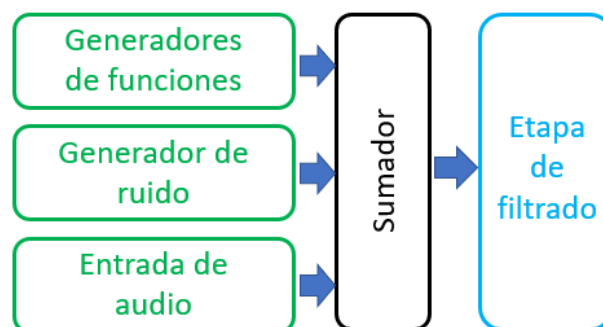


Figura 7: Diagrama de bloques opción analógica

A lo largo de todo el panel se emplearán diferentes niveles de voltaje. Como referencia se considerará el nivel de línea de consumo (-10 dB) que se corresponde con una senoidal de 0,443 V pico. Este nivel de referencia es el que se obtiene de un dispositivo de reproducción comercial, como un teléfono móvil o un lector de tarjetas como el DF Player mini.

Por otro lado, el generador de funciones proporciona una amplitud de salida de 0,8 V en señales senoidales, mientras que el generador de ruido blanco permite niveles en torno a 1 V. Esto permite generar diferentes escenarios de ruido en los experimentos que se realizarán.

Ya que todos los niveles se sitúan del rango de operación de los circuitos de los filtros, no se requiere una etapa previa a la de filtrado para la adecuación de las señales.

2.3.2 INTEGRADO XR2206

El chip XR2206 (Anexo II) es un circuito integrado diseñado por Exar Corporation, capaz de generar ondas senoidales, cuadradas, pulso y triangular, siendo posible variar la frecuencia y amplitud de éstas con un control de voltaje. El ancho de banda de este integrado es de 1 MHz.

Dadas las características de este integrado, se pueden generar ondas entre 1 Hz y 1 MHz, lo cual cumple con creces las necesidades del proyecto, ya que los filtros están dimensionados para un rango de frecuencias de audio (20 Hz-20 kHz) y además permite un margen de ampliación del rango hasta 1 MHz. Además de la amplitud, presenta dos tipos de control sobre la frecuencia: grueso y fino. Gracias a estos controles se puede elegir con gran precisión la frecuencia de la onda generada.

A continuación, en la tabla 3, se detalla el presupuesto del circuito, así como sus componentes:

Ref. Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor	PRECIO UNITARIO	PRECIO (imp. incl.)
U1	1	XR2206	701-XR2206CP-F		0,820 €	0,992 €
C11	1	C	710-860020472003	10uF	0,090 €	0,109 €
C15	1	C	710-860020472003	10uF	0,090 €	0,109 €
C13	1	C	710-860010672001	100nF	0,090 €	0,109 €
C14	1	C	710-860010372006	100uF	0,100 €	0,121 €
C12	1	C	594-K101J15C0GF5UH5	101	0,108 €	0,131 €
C10	1	C	594-K105J15C0GF5UH5	105	0,108 €	0,131 €
C8	1	C	594-K222J15C0GF5UH5	222	0,108 €	0,131 €
C9	1	C	594-K473J15C0GF5UH5	473	0,108 €	0,131 €
U3	1	L7812CV3	511-L7812CV		0,405 €	0,490 €
R21	1	R	756-MFR4-51KFI	1K	0,144 €	0,174 €
R15	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K	0,144 €	0,174 €
R18	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K	0,144 €	0,174 €
R19	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K	0,144 €	0,174 €
R22	1	R	756-MFR4-5330FI	330	0,144	0,174 €
Selector	1	SWITCH	CK1026	4	3	3.63 €
Sine	1	DIP	571-1825360-2	2	0,828	1,002 €
COARSE	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR50K	50K	0,790 €	0,956 €
FINE	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR100K	100K	0,790 €	0,956 €
AMP	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR50K	50K	0,790 €	0,956 €
				TOTAL	6,77 €	10,82 €

Tabla 3: Presupuesto del circuito integrado XR2206

El diagrama de conexión y diseño de la placa se encuentran adjuntos en el Anexo IV.

A partir del presupuesto de la tabla 3 y tomando como referencia el distribuidor Mouser Electronics S.A., se obtiene un precio del circuito de 10,82€ (impuestos incluidos). Para el proyecto se requieren tres generadores, por lo que el precio total de 32,46€ (impuestos incluidos).

2.3.3 ENTRADA DE AUDIO

Para el proyecto se quiere tener la posibilidad de incluir una entrada externa de audio para disponer de una mayor variedad de entradas, por lo que se opta por la incorporación de un conector jack hembra de 3,5 mm de montaje en panel de la marca RS Pro (Anexo II).

El precio de este conector es de 1,03€ (impuestos incluidos).

2.3.4 GENERADOR DE RUIDO

Para la generación de ruido blanco se decide emplear un sencillo circuito que incorpora un transistor NPN bipolar BC548 (Anexo II) y un amplificador operacional. En la figura 8 se detalla el diagrama del circuito.

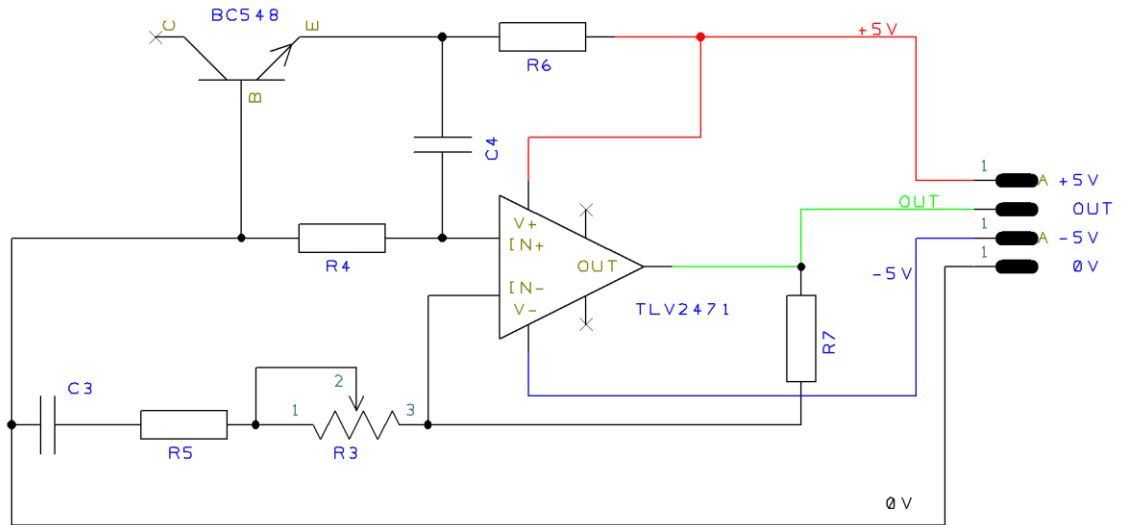


Figura 8: Circuito generador de ruido blanco

El funcionamiento de este circuito se basa en el transistor bipolar. En semiconductores como el transistor bipolar, aparece un ruido conocido como ruido de disparo (Shot Noise, sh), generado por la aparición de una componente igual a la corriente de saturación, la cual es causada por portadores minoritarios generados de forma térmica. Cuando el semiconductor se encuentra en polarización inversa, esta componente predomina sobre la generada por los portadores mayoritarios, generando ruido con una amplitud constante en todas las frecuencias (ruido blanco).

Partiendo de la entrada de alimentación de 5 V, el primer elemento que se encuentra es la resistencia R6, encargada de generar la corriente inversa en el transistor bipolar, que entrará por el emisor y saldrá por la base.

Una vez creada esta corriente, se obtendrá el ruido blanco deseado junto a una componente de continua, la cual será filtrada por el condensador C4 y la resistencia R4 que forman un filtro paso alto con frecuencia de corte de 16 Hz, por lo que consigue filtrar el nivel de continua sin afectar al espectro frecuencial del ruido.

Suponiendo que el comportamiento del amplificador diferencial es ideal (impedancia de entrada infinita), no existirán corrientes de entrada y por lo tanto $V_{in+} = V_{in-}$. Por ello, se puede relacionar la tensión de salida del circuito con la de entrada V_+ del siguiente modo:

$$V_{OUT} = V_{in+} * \left(1 + \frac{R7}{R3 + R5}\right)$$

Por lo tanto, la amplificación mínima será de 10 veces y la máxima de 100. El condensador C3 se encarga de evitar corrientes parásitas en la realimentación del operacional.

Para la selección del amplificador operacional, se opta por utilizar el TLV2471 de Texas Instruments (Anexo II), ya que cumple con los requisitos necesarios de ancho de banda para la aplicación como se muestra en el Anexo III y es más conveniente desde el punto de vista económico.

En la tabla 4 se detalla el presupuesto del circuito, así como sus componentes.

Ref. Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor	PRECIO UNITARIO	PRECIO (imp. incl.)
Q1	1	BC548	512-BC548CTA		0,21 €	0,25 €
C4	1	C	581-SR215C103K	10nF	0,09 €	0,11 €
C3	1	C	710-860010672001	100nF	0,09 €	0,11 €
U2	1	TLV2471	595-TLV2471CP		1,80 €	2,18 €
R4	1	R	791-RC1/2105KTB	1M	0,23 €	0,28 €
R7	1	R	791-RC1/2105KTB	1M	0,23 €	0,28 €
R5	1	R	756-MFR4-510KFI	10K	0,14 €	0,17 €
R6	1	R	791-RC1/2224KTD	220K	0,23 €	0,28 €
R3	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR100K	100K	0,79 €	0,96 €
				TOTAL	3,80 €	4,60 €

Tabla 4: Presupuesto circuito generador de ruido

El diagrama de conexionado y el diseño de la placa se encuentra adjuntos en el Anexo IV.

A partir del presupuesto de la tabla 4 y tomando como referencia el distribuidor Mouser Electronics S.A., se obtiene un precio del circuito de 4,60 € (impuestos incluidos).

2.4 ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE LAS OPCIONES DIGITAL Y ANALÓGICA

El precio total de la opción digital es de 52,04 € mientras que el precio total de la opción analógica es de 37,06 €.

Una vez analizadas ambas opciones, se llega a la conclusión de que la mejor opción para este proyecto es la integración analógica por varios motivos:

En primer lugar, el Arduino DUE necesario para generar las funciones y el ruido, es una tarjeta potente con múltiples entradas y salidas y capacidades que no van a ser utilizadas en este caso, lo que hace que la diferencia de precio no esté justificada. Además, dispone únicamente de dos salidas analógicas, lo que limita la realización de experimentos.

Por otro lado, la opción analógica es más simple y robusta, lo que facilita el mantenimiento del panel, reduce el gasto del mismo gracias al formato modular y aumenta la durabilidad del producto. Además, el panel puede seguir funcionando si uno de los módulos falla.

Por el contrario, la opción digital presenta mayor opción de desarrollo y mejora, pudiéndose reprogramar con diferentes funciones, pero en este caso en concreto no se contemplan posibles cambios en la generación de funciones.

Una vez analizadas ambas opciones, se llega a la conclusión de que la mejor opción para este proyecto es la integración analógica utilizando el integrado XR2206, el generador de ruido blanco y el conector jack hembra de 3.5 mm por un precio de 24,03€ (impuestos incluidos).

3 FILTRADO

3.1 INTRODUCCIÓN

Debido a que el proyecto está orientado a un uso didáctico de la etapa de filtrado, se ha optado por una estructura modular, de forma que el cambio entre los diferentes filtros sea rápido y sencillo. El panel dispondrá de tres líneas de filtrado diferentes, cada una con espacio para tres módulos, lo que da un total de nueve filtros pudiendo éstos funcionar a la vez.

3.2 DISEÑO DE LOS BLOQUES

Para el diseño de los módulos que albergarán los circuitos de los filtros, se ha optado por el diseño mostrado en la figura 9 (planos adjuntos en el Anexo I).

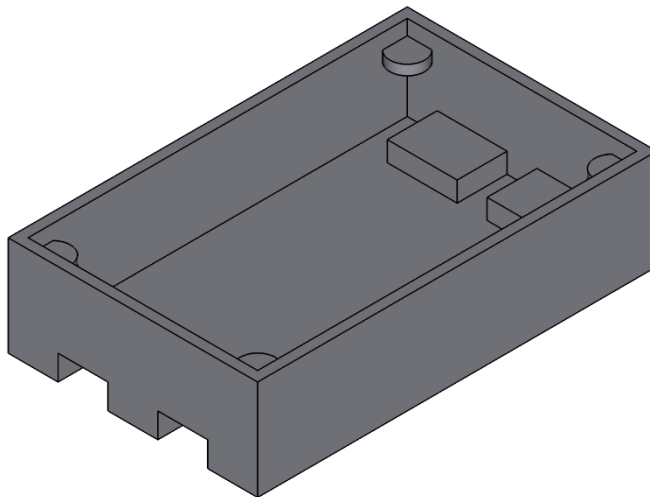


Figura 9: Diseño módulo de filtrado

Cada módulo dispone de cuatro ranuras que facilitarán que el módulo quede fijo una vez se introduzca. Además, dispone de sujeciones para fijar la tapa superior, para lo cual se pueden emplear tornillos o adhesivo. En la tapa superior irán acoplados los elementos de los circuitos que requieran ser manipulados, como interruptores o potenciómetros.

Para la sujeción del módulo al panel, se emplearán imanes localizados entre las dos ranuras de cada lado, así como en su hueco complementario en el panel. De esta forma la fuerza de unión se realiza entre ambas conexiones, mejorando el contacto eléctrico de los terminales además de asegurar la sujeción del módulo al panel. Estos imanes se colocarán como se muestra en la figura 10:

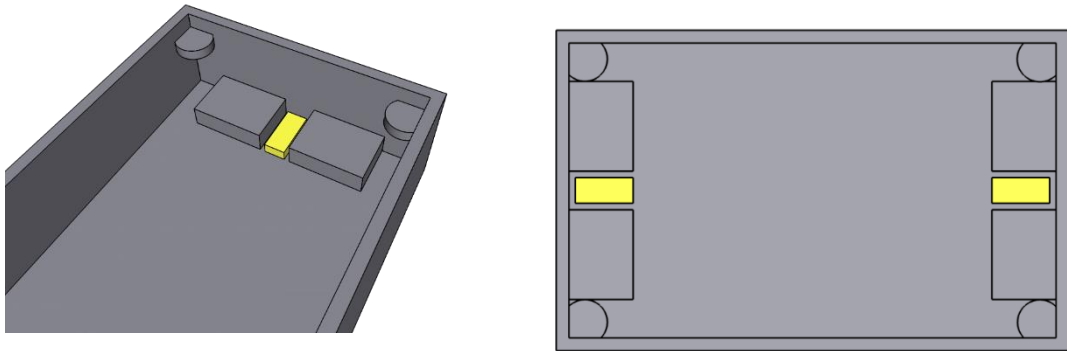


Figura 10: Posición de los imanes en el módulo

Para la conexión de los módulos al panel se requiere una conexión por contacto, de forma que la unión se realice al introducir el módulo. Para ello se ha optado por introducir placas de cobre en las ranuras del módulo, así como en sus huecos complementarios en el panel, de forma que al introducir el módulo ambas hagan contacto y se realice la transmisión con las menores pérdidas posibles. Esta unión, como se menciona en el apartado anterior, quedará fija gracias a los imanes colocados entre los contactos. La implementación de los contactos se realizará como se muestra en la figura 11.

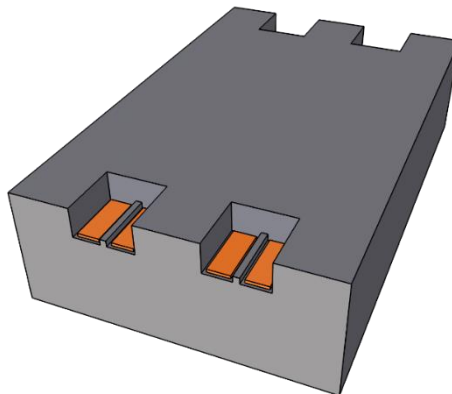


Figura 11: Implementación de los contactos en el módulo de filtrado

Se disponen cuatro conectores por lado cuya distribución de señales se muestra en la figura 12.

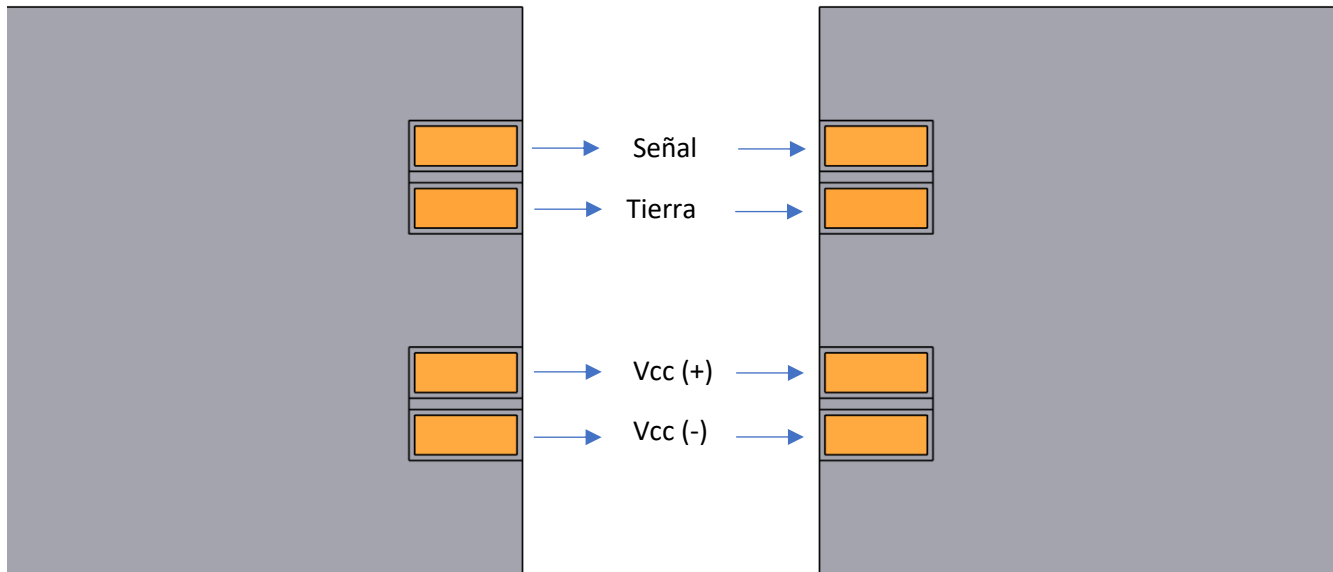


Figura 12: Distribución de señales en los contactores

Esta distribución se mantendrá en todos los filtros, de forma que el conector del módulo contiguo quedará unido a éste minimizando la distancia del cableado.

Los conectores quedarán unidos a las placas de los filtros mediante cables soldados a ellos, por lo que se realizarán perforaciones en los módulos como se muestra en la figura 13 (planos adjuntos en el Anexo I):

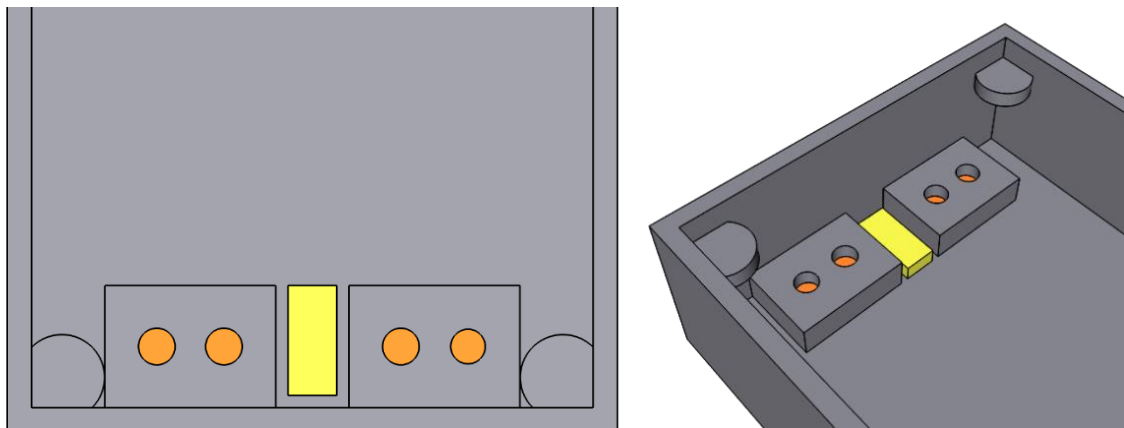


Figura 13: Vista superior de los contactores integrados en el módulo

3.3 DISTRIBUCIÓN DE LOS MÓDULOS

3.3.1 LISTA DE MÓDULOS

Para este proyecto se han decidido incluir 13 módulos filtro, 6 módulos puente y 3 módulos de carga/atenuación, distribuidos como se muestra en la tabla 5.

MÓDULO	TIPO	CANTIDAD
Filtro	Paso bajo primer orden activo	3
Filtro	Paso alto primer orden activo	3
Filtro	Paso bajo segundo orden Sallen-Key	1
Filtro	Paso alto segundo orden Sallen-Key	1
Filtro	Paso banda Sallen-Key	1
Filtro	Rechazo banda	3
Filtro	Paso todo primer orden	1
Puente		6
Carga/atenuador	Resistencia variable/divisor de tensión variable	3
	TOTAL	22

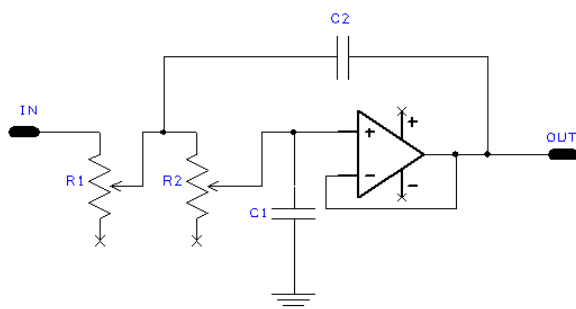
Tabla 5: Distribución de los módulos

3.3.2 MÓDULOS FILTRO

Los cálculos de los filtros se encuentran en el Anexo III, mientras que plantea un ejemplo del diseño de las placas en el Anexo IV. Las placas disponen de terminales de entrada y salida que se conectarán mediante cables a los conectores de entrada y salida.

Los filtros de primer orden tanto paso alto como paso bajo dispondrán de un interruptor que controlará la conexión del amplificador operacional, de forma que se pueda emplear como activo o pasivo para los ensayos con carga. Este interruptor será el mismo modelo que el escogido para la gestión de entradas (apartado 4.1.2)

A continuación, se implementará a modo de ejemplo un filtro paso bajo Sallen-Key de segundo orden. Del Anexo III (Cálculos) se extrae el circuito a implementar, así como los valores de los componentes mostrados en la figura 14:



COMPONENTE	VALOR
C1	100 nF
C2	200 nF
R1 Y R2	Potenciómetro doble 50kΩ
Operacional	TLV2471

Figura 14: Circuito y componentes del filtro paso bajo Sallen-Key

Con estos datos, se emplea un software de diseño de tarjetas PCB para implementar el circuito en una tarjeta para posteriormente introducirla en el módulo. Una vez implementado, el circuito resultante será el mostrado en la Figura 15.

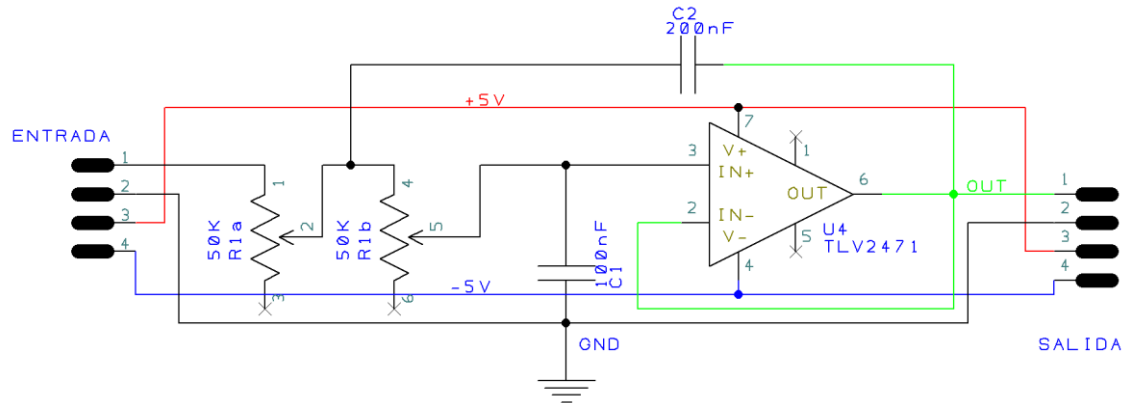


Figura 15: Circuito implementado en el módulo

Una vez obtenido el esquema, se implementa en una placa. En este caso se opta por una placa PCB a una cara (figura 16).

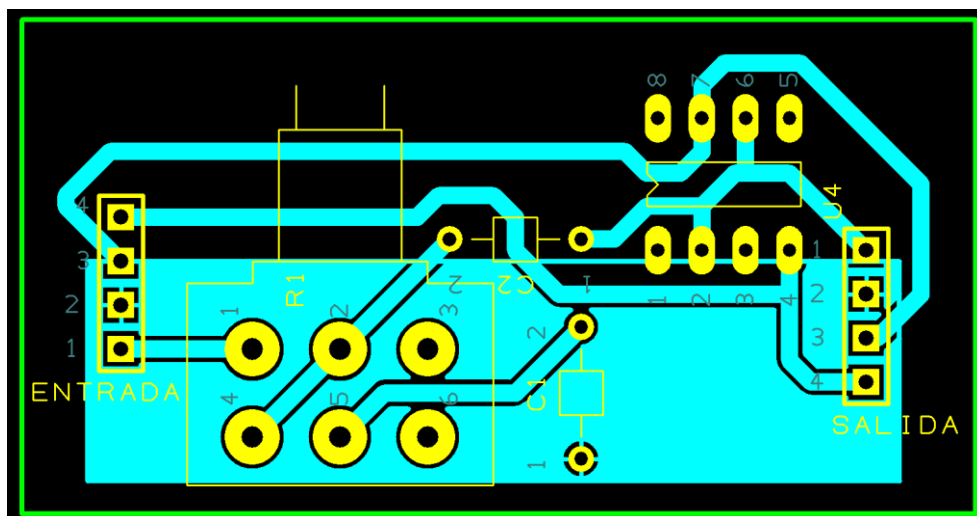


Figura 16: Implementación del circuito en placa PCB

En la Figura de 17 se muestra una reproducción de la placa resultante.

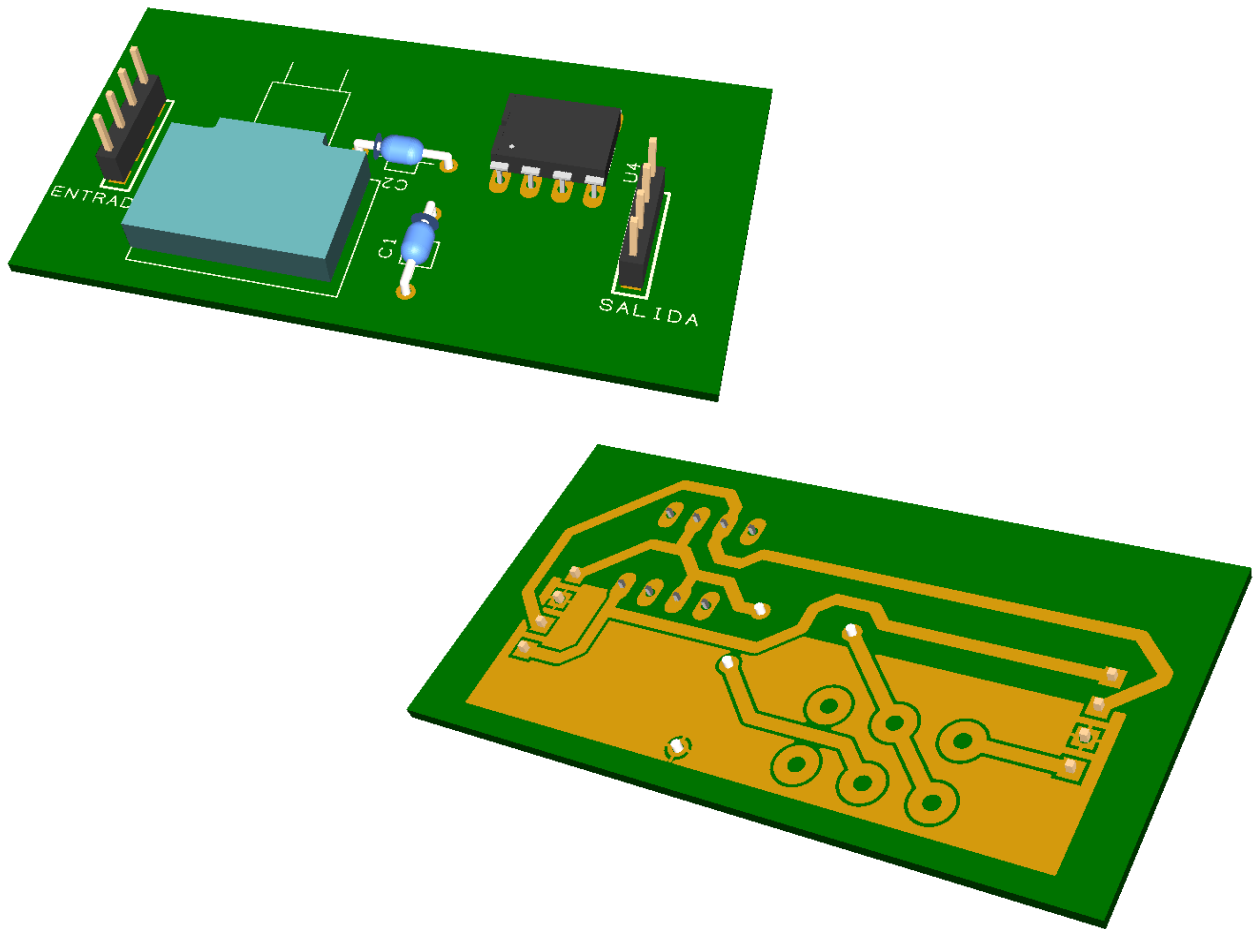


Figura 17: Vista 3D placa PCB final del filtro

La placa final tiene unas medidas de 55 mm de largo por 30 mm de ancho.

Por último, para el montaje del bloque se introduce la placa en el módulo y se realizan las conexiones, siguiendo el patrón indicado en el apartado 3.2.

3.3.3 MÓDULOS PUENTE

En el caso de los módulos de puente, se conectarán los terminales de entrada con los de salida respectivamente, tal y como se muestra en la figura 18.

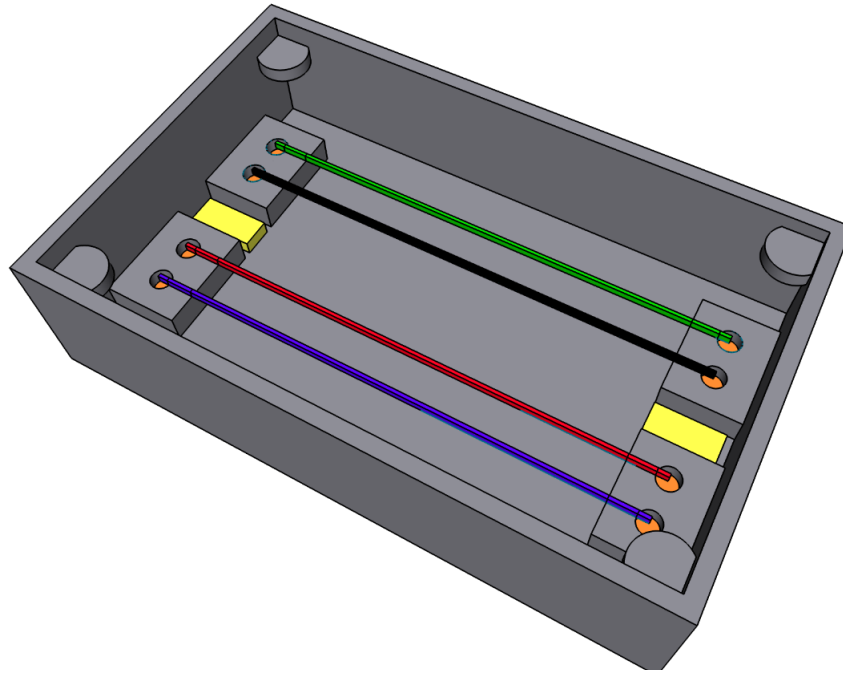


Figura 18: Cableado módulos de conexión

3.3.4 MÓDULO DE CARGA Y ATENUADOR

En el caso del módulo de carga, se conectará del mismo modo que los módulos de los filtros. El esquema eléctrico se detalla en la figura 19. El módulo emplea un potenciómetro para generar la carga variable. El primer elemento que se encuentra empezando por la entrada es el interruptor que permite seleccionar entre carga, que conecta la entrada con el terminal 2 del potenciómetro de forma que se obtiene una carga conectada en paralelo o modo atenuador, que conecta la entrada con el terminal 1 del potenciómetro por lo que se crea un divisor de tensión que atenuará la señal de entrada.

Debido a que el módulo es pasivo (no requiere alimentación), los terminales de tensión se puentearán como se muestra en la figura 19.

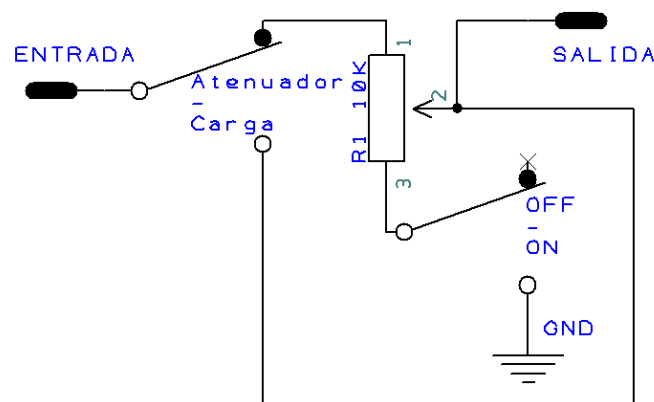


Figura 19: Circuito módulo de carga/atenuador

4 MONITORIZACIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

Para el seguimiento de la etapa de filtrado, se quiere disponer de diferentes métodos de monitorización:

- En primer lugar, una salida gráfica donde se pueda ver una representación visual de cómo los filtros afectan a las señales. Para ello se empleará un osciloscopio de dos canales.
- En segundo lugar, una salida audible para la cual se empleará un altavoz.
- Por último, una alternativa a la anterior salida de forma que se pueda trabajar con una salida de audio alternativa como unos auriculares o incluso grabar el audio de la salida del panel.

4.2 GRÁFICA

En el proyecto se ofrecen dos posibilidades: osciloscopio integrado en el panel o salida doble para el uso de un osciloscopio externo.

4.2.1 OSCILOSCOPIO INTEGRADO

Para esta opción, se opta por un osciloscopio de dos canales con conexión USB para poder conectarlo y configurarlo desde un ordenador externo. En este caso concreto se escoge el modelo MP720016 del fabricante Multicomp pro como el presentado en la figura 20.



Figura 20: MP720016

Para integrarlo, se conectará cada entrada a las salidas de los sumadores presentados en el apartado 2.1, utilizando conectores BNC de la marca Coax Conectors LTD y se dispondrá de una salida USB en la cubierta del panel de forma que sea accesible. Para el montaje de la toma USB tipo B en el panel se escoge el modelo USB 2.A, USB 2.0 B del fabricante RS PRO presentado en la figura 21.



Figura 21: Adaptador USB

En la tabla 6, se detalla el presupuesto de la integración del osciloscopio en el panel, así como sus componentes.

COMPONENTE	REFERENCIA	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL	TOTAL (imp. incl.)
Osciloscopio	MP720016 EU-UK	1	80,56 €	80,56 €	97,48 €
Conector BNC	67-005-B66-FC	2	7,04 €	14,08 €	17,04 €
Toma USB	907-5628	1	10,33 €	10,33 €	12,50 €
			TOTAL	6,876 €	127,02 €

Tabla 6: presupuesto implementación del osciloscopio

4.2.2 OSCILOSCOPIO EXTERNO

Para esta opción se emplearán cuatro terminales redondos fijados al panel, dos para la entrada y dos para la salida de la etapa de filtrado. En ambos casos, un terminal irá conectado al positivo de la señal y otro al negativo. En este caso se emplearán terminales aislados, con revestimiento de estaño para cables de 0,5 y 1,5 mm² de la marca RS PRO (ref: 534-222) con un precio de 0,067€ (imp. incl.) lo que hace un total de 0,27€.

4.3 SONORA

Para poder obtener una salida audible, se empleará un altavoz junto a una etapa de amplificación que permita elevar el volumen de la salida de los canales de filtrado. Por motivos de tamaño del panel, se empleará un único altavoz tanto para la entrada como para la salida, por lo que será necesario un selector con tres opciones: entrada – apagado – salida.

En este caso se empleará un interruptor rotatorio de 3 vías del fabricante Lorlin (ref: CK1027) como el mostrado en la figura 22, con un precio de 3,63€ (imp. incl.).



Figura 22: CK1027

4.3.1 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Tal y como se muestra en la figura 23, la etapa de amplificación escogida está dividida en dos etapas: una de pre-amplificación (recuadro azul) y otra de amplificado final (recuadro verde). Se basa en el uso de cuatro transistores BJT (dos de baja potencia y dos de potencia mayor). La potencia resultante es de 5 W, adecuada para el entorno de una clase. El volumen de la etapa se podrá controlar con un potenciómetro instalado sobre la superficie del panel.

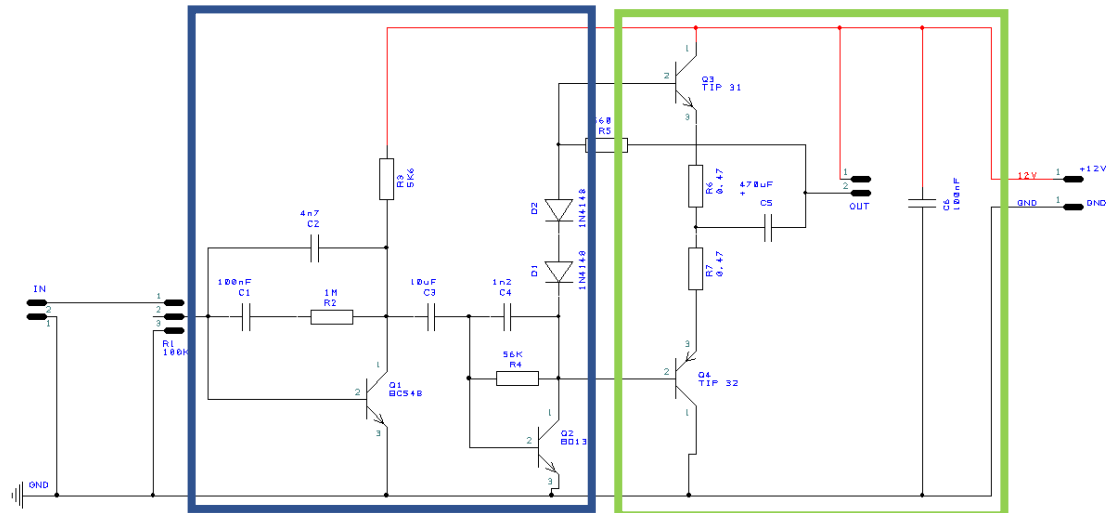


Figura 23: Esquema etapa de amplificación

Como se puede apreciar en la figura 23, la señal tras pasar por el potenciómetro (R_1) que permite regular el volumen entra en una primera etapa de pre-amplificación, donde se eleva la señal hasta un nivel aceptable para su posterior amplificación final. En la segunda etapa, se realiza la segunda elevación del nivel hasta los 5 W finales empleando dos transistores bipolares de potencia. En esta etapa de amplificación es de tipo AB ya que amplifica por separado la parte positiva y negativa de la onda, empleando transistores NPN y sus complementarios PNP como se muestra en la figura 24.

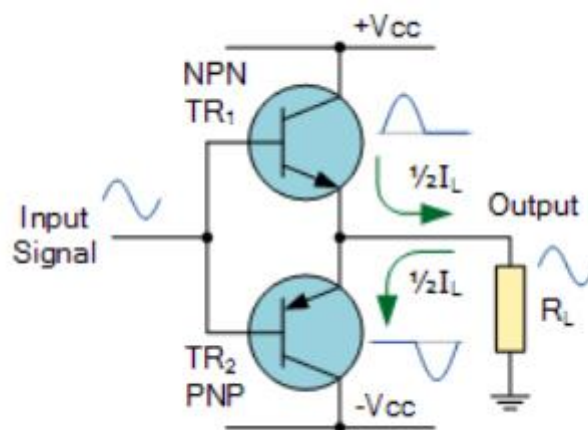


Figura 24: Esquema funcionamiento etapa clase AB

La corriente I_L se dimensiona para obtener una ganancia concreta en los transistores de potencia. Para lograr esa corriente es necesario dimensionar la resistencia del altavoz de forma que la potencia final sea de 5W. En este caso la corriente deseada es de 0,8 A por lo que se necesitará un altavoz de 8Ω .

El diseño del circuito, así como el de la placa PCB está detallado en el Anexo IV. En la tabla 7, se detalla el presupuesto de la etapa de amplificación y sus componentes.

Ref. Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor	PRECIO UNITARIO	PRECIO (imp.incl)
C4	1	C	80-MMK5122J100 J1TA18	1n2	0,225 €	0,272 €
C2	1	C	594-D472K33Y5P H63L2R	4n7	0,099 €	0,120 €
C3	1	C	710-86002047200 3	10uF	0,090 €	0,109 €
C1	1	C	710-86001067200 1	100nF	0,090 €	0,109 €
C6	1	C	710-86001067200 1	100nF	0,090 €	0,109 €
C5	1	C	667-ECA-1CM471	470uF	0,090 €	0,109 €
D1	1	D	512-1N4148	1N4148	0,090 €	0,109 €
D2	1	D	512-1N4148	1N4148	0,090 €	0,109 €
Q1	1	NPN	512-BC548BTA	BC548	0,207 €	0,250 €
Q2	1	NPN	512-BD13710STU	BD137	0,405 €	0,490 €
Q3	1	NPN	863-TIP31CG	TIP31	0,540 €	0,653 €
Q4	1	PNP	863-TIP32CG	TIP32	0,549 €	0,664 €
R6	1	R	756-MFR4-5470FI	0.47	0,144 €	0,174 €
R7	1	R	756-MFR4-5470FI	0.47	0,144 €	0,174 €
R2	1	R	756-MFR4-51MFI	1M	0,144 €	0,174 €
R3	1	R	756-MFR4-55K6FI	5K6	0,144 €	0,174 €
R4	1	R	756-MFR4-55K6FI	56K	0,144 €	0,174 €
R5	1	R	756-MFR4-5560FI	560	0,144 €	0,174 €
R1	1	RA_POT	858-P170NPDF20 BR100K	100K	0,790 €	0,956 €
				TOTAL	3,43 €	4,15 €

Tabla 7: Presupuesto etapa de amplificación

4.3.2 ELECCIÓN DEL ALTAVOZ

Para la aplicación deseada, se requiere un altavoz capaz de reproducir todo el rango de frecuencias que se emplearán en el panel, comprendidas entre 20 Hz y 20 kHz. Además, debe tener una impedancia de 8 Ω ya que la etapa de potencia está diseñada para alimentar altavoces con esa impedancia.

Siguiendo estos requisitos, se escoge un altavoz de la marca BeMatic, de 4" y 8 Ω . Este altavoz tiene un rango entre 20 Hz y 22 kHz y una potencia de 10 W, por lo que es adecuado para el uso ya que posee mayor techo de limpio, lo que permite reproducir las señales a máximo volumen sin obtener distorsiones producidas por el altavoz. De lo contrario, no permitiría apreciar el efecto de los filtros.

Este altavoz tiene un precio de 10,49€ (imp. incl.).

4.3.3 SALIDA DE AURICULARES

Para este proyecto se empleará el mismo conector utilizado en la entrada del panel, conectado a la salida del sumador. Como se explica en el apartado 2.3, en el panel se emplea nivel de línea (-10 dB que se corresponde con una senoidal de 0,443 V pico) y superiores, por lo cual no será necesaria una etapa posterior para emplear auriculares. El control del volumen obtenido se podrá realizar variando la amplitud de las señales.

El precio de este conector es de 1,03€ (impuestos incluidos).

4.3.4 PRESUPUESTO

A continuación, se detalla el presupuesto total de la salida.

COMPONENTE	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	TOTAL (imp. incl.)
Etapla amplificadora	1	3,43 €	4,15 €
Altavoz	1	8,29 €	10,49 €
Conector	1	0,85 €	1,03 €
		TOTAL	15,67 €

Tabla 8: Presupuesto salida de audio

5 GESTIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS

5.1 ENTRADAS

5.1.1 MÉTODO DE GESTIÓN

La gestión de las entradas a la etapa de filtrado se realizará mediante interruptores de dos posiciones, uno para cada señal de entrada, derivando en un circuito sumador implementado con un amplificador operacional siguiendo el circuito planteado en la figura 25.

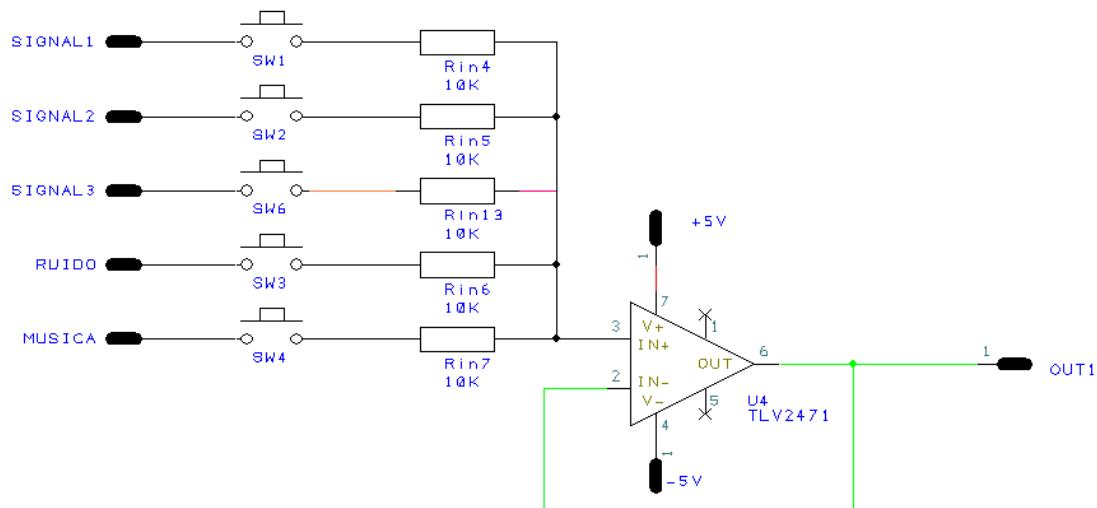


Figura 25: Circuito sumador de entradas

5.1.2 ELECCIÓN DE COMPONENTES



Figura 26: EG1247

En primer lugar, se seleccionan los interruptores que irán anclados al panel siguiendo la distribución presentada en el plano (Anexo I). Para ello se escoge el modelo EG1247 del fabricante E-Switch, un conmutador deslizante con dos posiciones de montaje en panel.

En segundo lugar, las resistencias de entrada se escogen de 10Kohm con el objetivo de evitar degradación en la señal y posibles ruidos. En la realimentación del amplificador operacional se emplean dos resistencias $R1=R2=10Kohm$ para fijar la ganancia del circuito a la unidad y así no alterar los valores de las entradas.

Por último, se escoge como amplificador operacional el mismo modelo empleado en el resto del panel, el TLV2471 ya que cumple con los requisitos en cuanto a ancho de banda, está alimentado a la misma tensión que el resto y por un motivo económico.

5.1.3 PRESUPUESTO

A continuación, se evalúa el precio total del montaje adoptado, considerando como referencia el distribuidor Mouser Electronics S.A.:

COMPONENTE	REFERENCIA	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL	TOTAL (imp. incl.)
Conmutador	612-EG1247	12	0,648 €	7,78 €	9,41 €
Resistencia	756-MFR4-510KFI	12	0,14 €	1,68 €	2,03 €
TLV2471	595-TLV2471CP	3	1,80 €	5,40 €	6,53 €
			TOTAL	14,85 €	17,97 €

Tabla 9: Presupuesto gestión de entradas

5.2 MONITORIZACIÓN

5.2.1 MÉTODO DE GESTIÓN

En este proyecto se desea poder monitorizar tanto las entradas como las salidas de la etapa de filtrado. Para ello, se debe poder seleccionar entre cualquiera de las entradas, salidas o la suma de éstas para lo que se va a emplear el siguiente tipo de circuito tanto en la entrada como a la salida de la etapa de filtrado. El circuito de gestión se presenta en la figura 27.

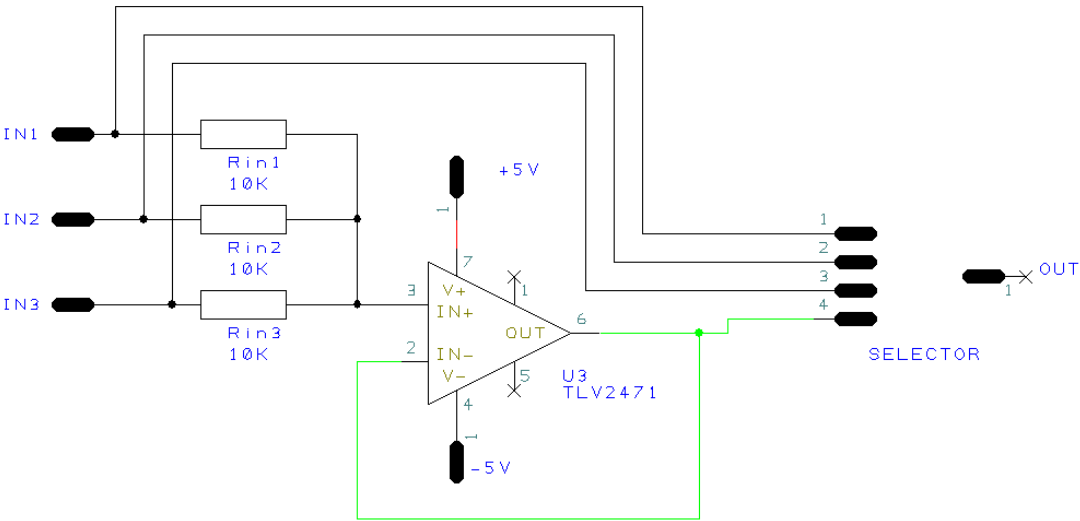


Figura 27: Circuito gestión de salidas

5.2.2 ELECCIÓN DE COMPONENTES

En primer lugar, para la selección de las entradas y salidas se opta por dos interruptores rotatorios de cuatro posiciones para poder seleccionar cada una de las tres señales y su suma.

En segundo lugar, las resistencias de entrada se escogen de 10 k Ω con el objetivo de evitar degradación en la señal y posibles ruidos.

Por último, se escoge como amplificador operacional el mismo modelo empleado en el resto del panel, el TLV2471 ya que cumple con los requisitos en cuanto a ancho de banda, está alimentado a la misma tensión que el resto y por un motivo económico.



Figura 28: Selector 4 posiciones

5.2.3 PRESUPUESTO

En la tabla 10, se evalúa el precio total del montaje adoptado teniendo en cuenta que será el mismo tanto para la entrada como para la salida, considerando como referencia el distribuidor Mouser Electronics S.A.:

COMPONENTE	REFERENCIA	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL	TOTAL (imp. incl.)
Selector	CK1026	2	3 €	6 €	7,26 €
Resistencia	756-MFR4-510KFI	6	0,14 €	0,84 €	1,01 €
TLV2471	595-TLV2471CP	2	1,80 €	3,60€	4,36 €
			TOTAL	10,44 €	12,63 €

Tabla 10: Presupuesto gestión de salidas

6 ALIMENTACIÓN

Para este proyecto, se requiere una fuente de alimentación simétrica capaz de entregar 3 tensiones de salida. Dos de ellas deben ser de ± 5 V para poder alimentar los circuitos que incluyen el operacional TLV2471 (filtros, sumadores, generador de ruido...) y la tercera debe ser de 12 V para poder alimentar circuitos que requieran mayores tensiones como la etapa de amplificación.

Con estos requisitos se selecciona la fuente de alimentación lineal HTAA-16W-AG (Anexo II) del fabricante Bel Power Solutions (ref: 784-HTAA-16W-AG).



Figura 29: HTAA 16W AG

De la hoja de especificaciones de la fuente se puede comprobar que, para las tensiones elegidas, la fuente es capaz de proporcionar potencia suficiente para alimentar todos los circuitos:

5. MODEL SELECTION – TRIPLE OUTPUT

Unsigned output voltages are isolated and can be used as either + or - polarities.

Model Input 100 to 264 VAC 5 to 24 Vout	Nominal Vout*	Max Amps	Case Type	Additional Features	Case Type	Dimensions	
						inches	millimeters
HTAA-16W-AG	+5, +12, -5*	2, 0.4, 0.4	AA	A	AA	6.50 x 4.00 x 2.10	165.10 x 101.60 x 53.34

Figura 30: Extracto hoja de especificaciones HTAA 16W AG

Esta fuente tiene un precio de 95,13€ (imp. incl.).

7 DISEÑO DEL PANEL

El diseño del panel se ha realizado siguiendo la estructura modular anteriormente comentada, distribuida de izquierda a derecha de la siguiente forma como se muestra en la figura 31.

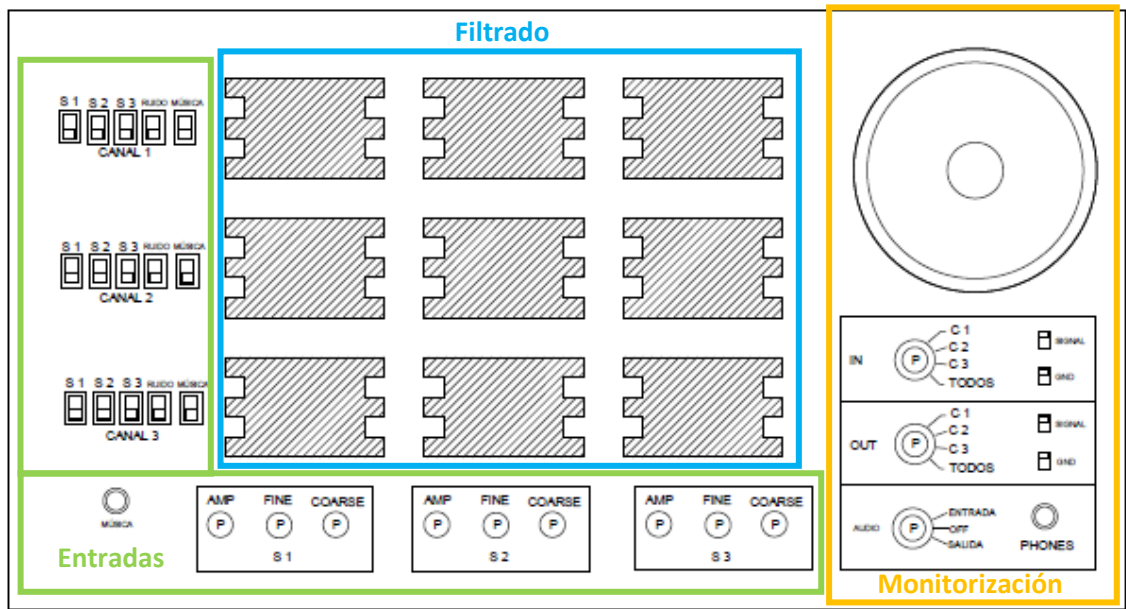


Figura 31: Diseño y estructura del panel de filtrado

La estructura del panel estará inclinada de forma que cuando esté apoyada el usuario tendrá una mejor visión de los componentes. Gracias a esa inclinación se podrán albergar los elementos más voluminosos como la fuente de alimentación o el altavoz. Además, el conector de corriente estará incluido en un lateral del panel como se muestra en la figura 32.

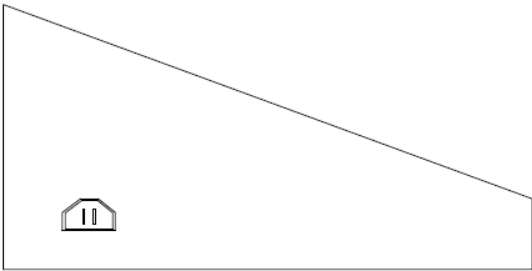


Figura 32: Vista lateral del panel de filtrado

En cuanto a los materiales de fabricación, el panel superior se realizará en policarbonato de 12 mm de grosor. El mecanizado de los huecos de los módulos permitirá dejar 2 mm de suelo para poder albergar el imán de sujeción, para el cual se mecanizará un alojamiento siguiendo el plano adjunto en el Anexo I. Los conectores se incluirán en la superficie del panel. En la figura 33 se muestra un corte de la superficie del panel en el que se muestra el mecanizado a realizar:

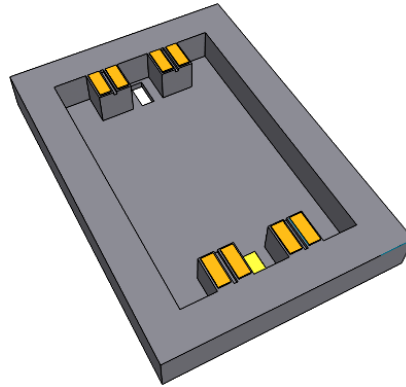


Figura 33: Vista 3D del mecanizado de los huecos para los módulos

Bajo la lámina, se incluirá un vinilo con el serigrafiado de forma que quede protegido de la manipulación del panel. Para la estructura lateral e inferior se utilizará madera MDF plastificada, con un grosor de 16 mm para los laterales y 7 mm para la parte inferior.

El plano del diseño del panel se encuentra adjunto en el Anexo I.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Una vez concluido el proyecto queda definido el proceso de fabricación del panel con los elementos escogidos, así como sus posibles variantes.

El siguiente paso sería fabricar dicho panel siguiendo las indicaciones que se plantean en esta memoria, así como en sus anexos. El proceso de fabricación puede tener limitaciones que no se contemplan en el diseño, para las cuales será necesario hacer las modificaciones pertinentes y plasmarlas de nuevo en la memoria del proyecto.

Debido a las limitaciones de la situación social en el momento de la realización del proyecto, no se puede incluir el prototipado, la fabricación ni las modificaciones derivadas de ésta.



**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

Titulación:

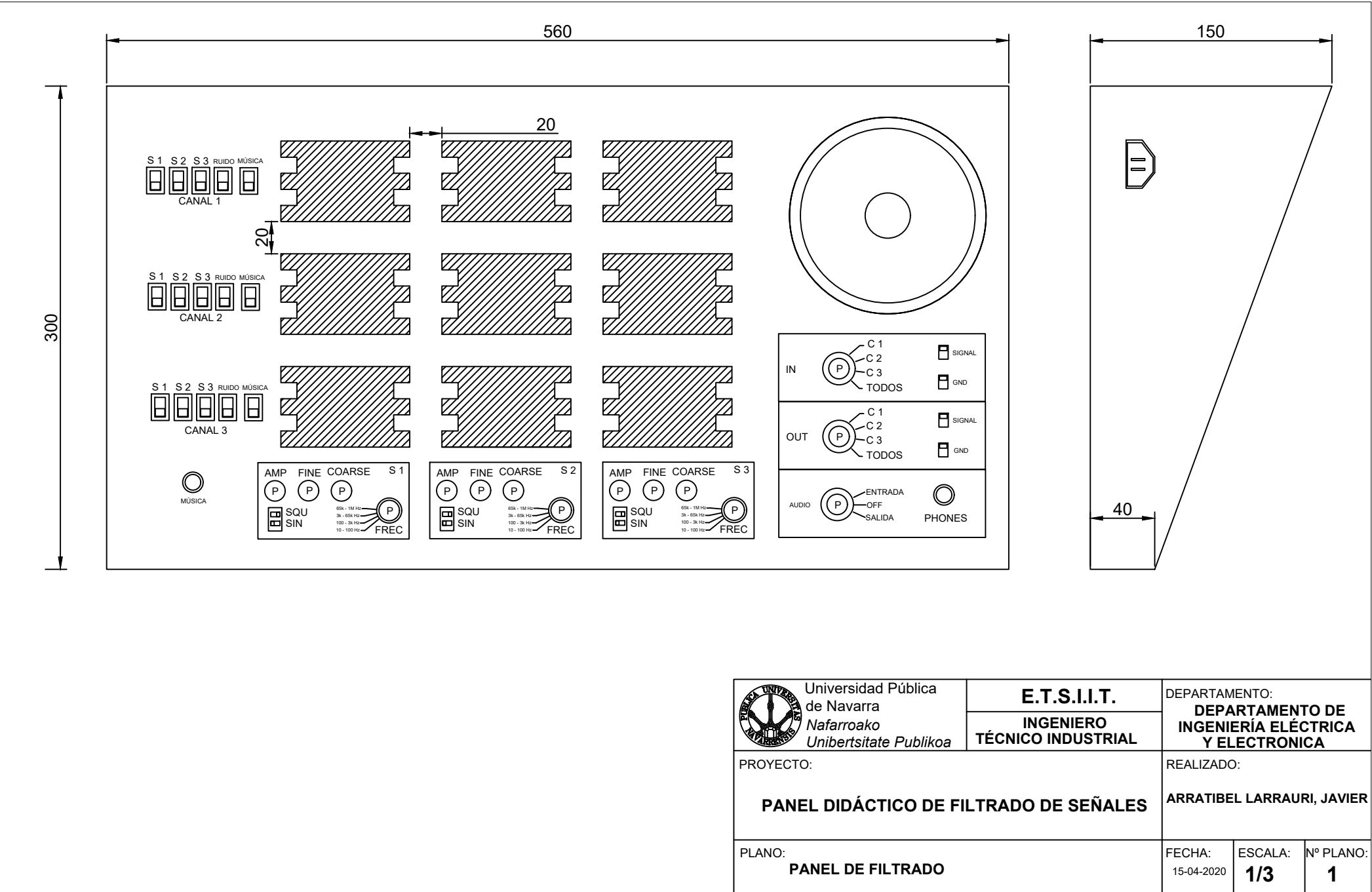
GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA


Título del proyecto:

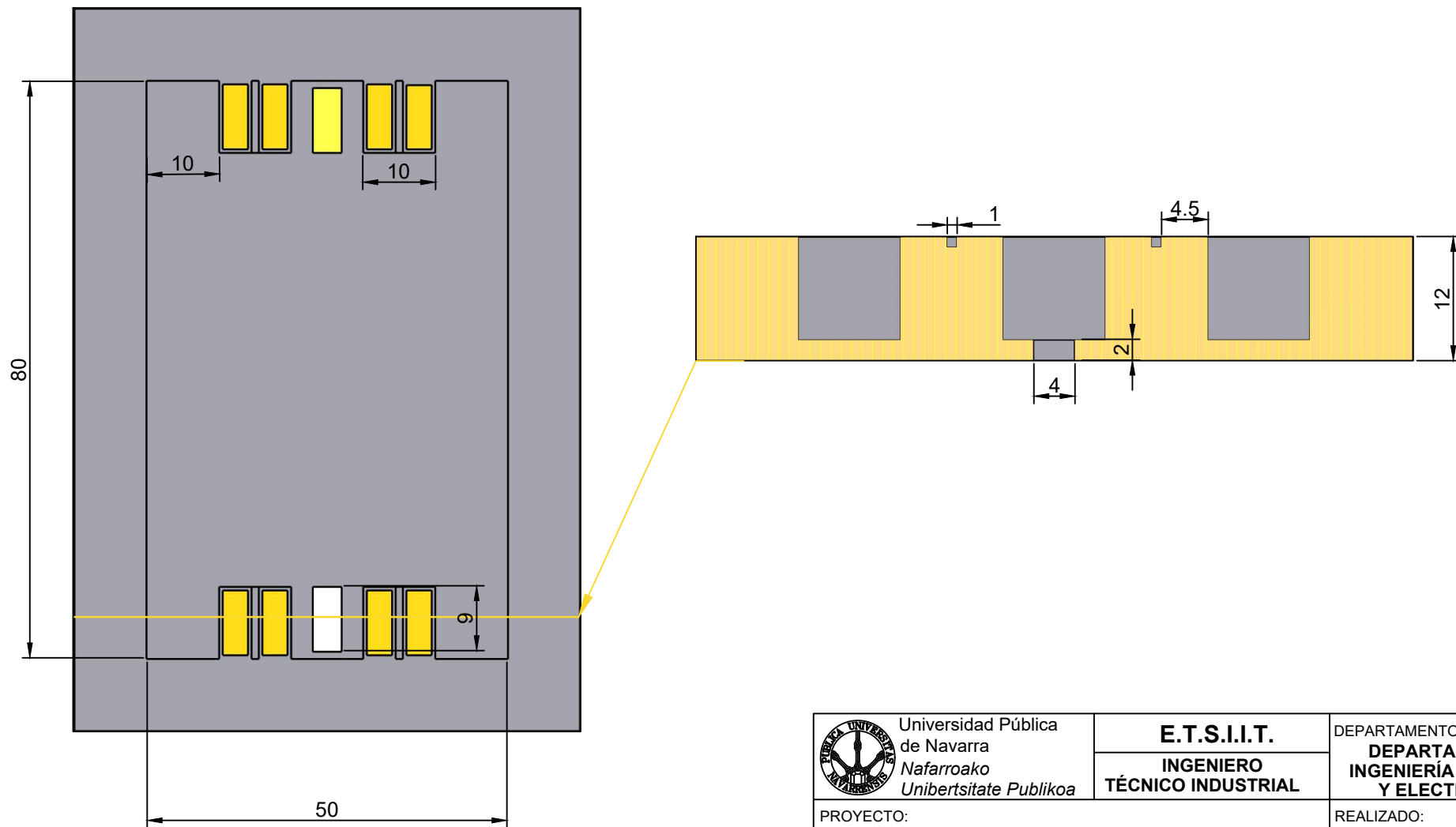
PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES


ANEXO I - PLANOS

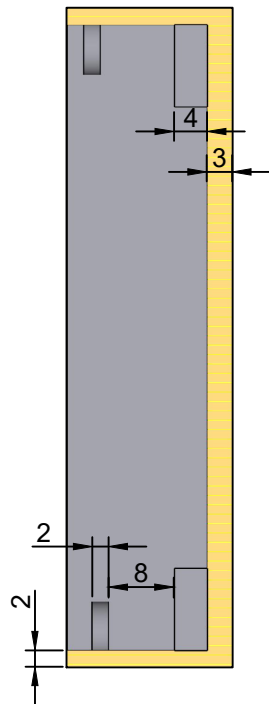
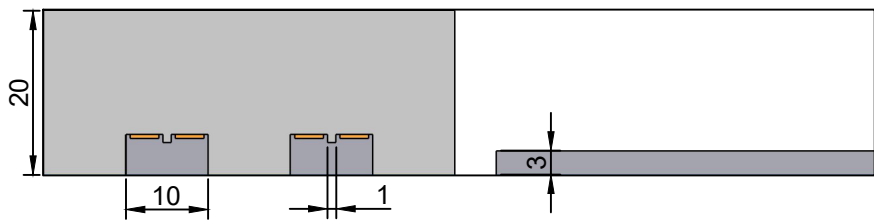
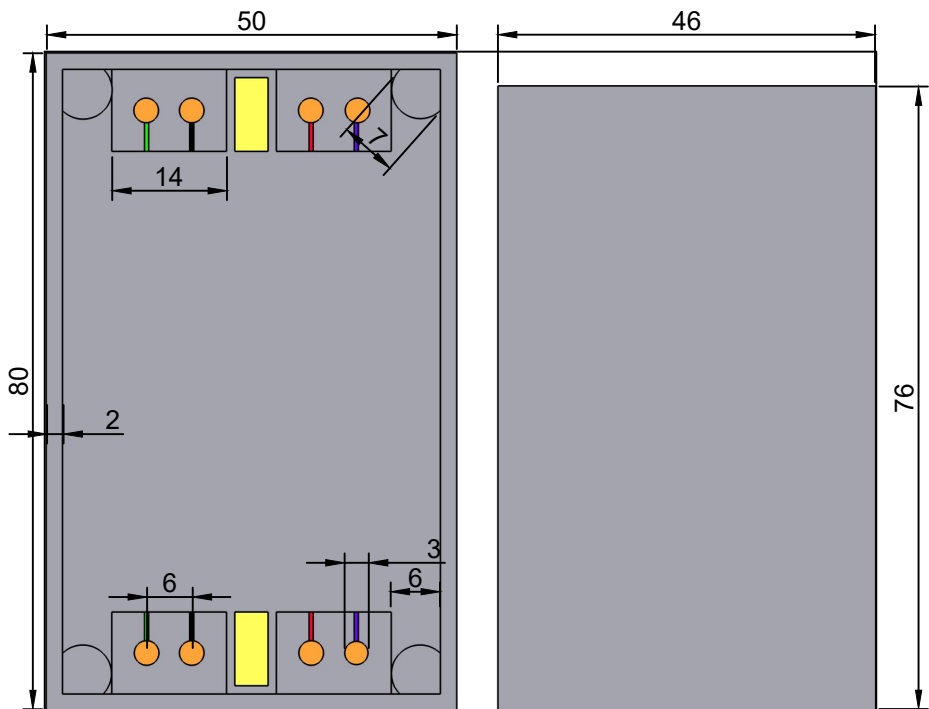
JAVIER ARRATIBEL LARRAURI




	Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T.	DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRONICA		
		INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL			
PROYECTO: PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES			REALIZADO: ARRATIBEL LARRAURI, JAVIER		
PLANO: PANEL DE FILTRADO			FECHA: 15-04-2020	ESCALA: 1/3	Nº PLANO: 1



 <div>Universidad Pública de Navarra <i>Nafarroako</i> <i>Unibertsitate Publikoa</i></div>	E.T.S.I.I.T.		DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRONICA		
	INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL				
PROYECTO: PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES			REALIZADO: ARRATIBEL LARRAURI, JAVIER		
PLANO: MECANIZADO DE LOS HUECOS PARA MÓDULOS			FECHA: 15-04-2020	ESCALA: 6/5	Nº PLANO: 2



 <div>Universidad Pública de Navarra <i>Nafarroako</i> <i>Unibertsitate Publikoa</i></div>	E.T.S.I.I.T.	DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRONICA		
	INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL	REALIZADO: ARRATIBEL LARRAURI, JAVIER		
PROYECTO: PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES		FECHA: 15-04-2020		
PLANO: MÓDULO DE FILTRADO		ESCALA: 1/1	Nº PLANO: 3	



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

Título del proyecto:

PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES

ANEXO II – HOJAS DE ESPECIFICACIONES

JAVIER ARRATIBEL LARRAURI

Tabla de contenido

FUENTE DE ALIMENTACIÓN..... 1

TLV2471..... 12

XR-2206 53

BC548 69

Linear Series

AC-DC Power Supplies

The Bel Power Solutions produces the industry's broadest selection of Linear power supplies with output voltages from 5 to 48 volts. Rugged technology and proven design merge to create quiet, highly-regulated, dependable DC power.

The Linear power supplies are approved to domestic and international regulatory standards, and are CE Marked to the Low Voltage Directive (LVD).



Key Features & Benefits

- RoHS compatible for all six substances
- Worldwide AC Input Capabilities:
- 100/120/220/230/240 VAC
- $\pm 0.05\%$ Output Regulation
- Low Output Ripple
- Mean Time Before Failure (MTBF) 300,000 Hours
- CE marked to Low Voltage Directive
- 100% Burn-In
- 2 Year Warranty
- Overvoltage Protection (OVP) Standard on 5 V Single Outputs, Optional for other outputs under 48 V

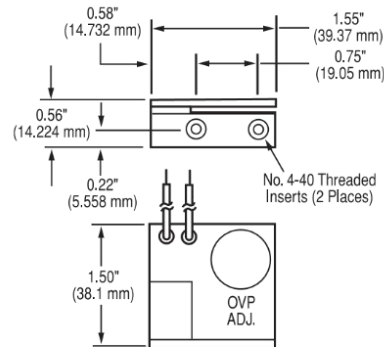
Applications

Used in industrial and medical applications needing low noise/ripple – amplifiers, acoustic, broadcast, ATE and control equipment.

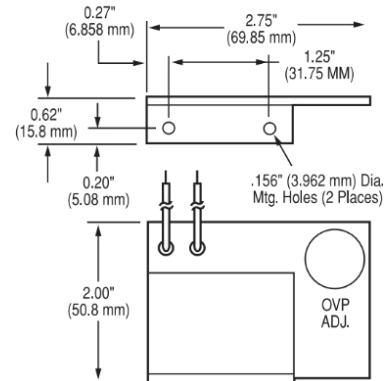
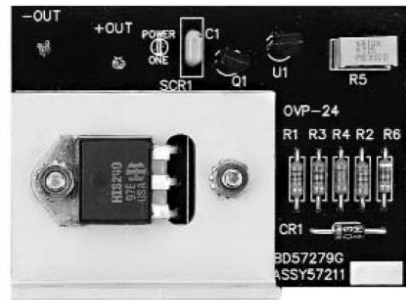
1. OVERVOLTAGE PROTECTION OPTIONS

These optional overvoltage protection modules are offered for use with Linear Power Supplies. Each is user adjustable from 6.4 V to 34 V.

OVP-12G



OVP-24G



2. OVP SELECTION GUIDE

MODEL	CASE SIZE	OVP MODULES REQUIRED *
SINGLE OUTPUT	B, C, N, D	OVP-12G
	E, F	OVP-24G
DUAL OUTPUT	AA, B, BB, CC	OVP-12G protects both outputs
	E	OVP-24G protects both outputs
TRIPLE OUTPUT	AA, BAA, D	OVP-12G protects both 12 V through 15 V outputs
	CBB, 131	
	DBB, DCC	
PEAK CURRENT MODELS	N, BAA, CBB 131	OVP-12G protects any output not provided with built-in OVP

* Outputs with factory built-in OVP are indicated in the Voltage/Current Rating Chart for each model. OVP is not available for 48 V models.

3. MODEL SELECTION – SINGLE OUTPUT

Model Input 100 to 264 VAC	Nominal Vout*	Max Amps	Case Type	Additional Features
5 Vout				
HA5-1.5/OVP-AG	5	1.5	B	A
HB5-3/OVP-AG	5	3	B	A, C
HC5-6/OVP-AG	5	6	C	A, C
HN5-9/OVP-AG	5	9	N	A, C
HD5-12/OVP-AG	5	12	D	A, C
HE5-18/OVP-AG	5	18	E	A, C
F5-25/OVP-AG	5	25	F	A, C, D, H
G5-35/OVP-AG	5	35	F	A, C, D, H
CP197-AG	5	50	F	A, C, D
12 to 15 Vout				
HA15-0.9-AG	12	0.9	B	
HB12-1.7-AG	12	1.7	B	C
HC12-3.4-AG	12	3.4	C	C
HN12-5.1-AG	12	5.1	N	C
HD12-6.8-AG	12	6.8	D	C
HE12-10.2-AG	12	10.2	E	C
F15-15-AG	12	16	F	C, D, H
HA15-0.9-AG	15*	0.9	B	
HB15-1.5-AG	15	1.5	B	C
HC15-3-AG	15	3	C	C
HN15-4.5-AG	15	4.5	N	C
HD15-6-AG	15	6	D	C
HE15-9-AG	15	9	E	C
F15-15-AG	15*	15	F	C, D, H

Case Type	Dimensions	
	inches	millimeters
AA	6.50 x 4.00 x 2.10	165.10 x 101.60 x 53.34
B	4.87 x 4.00 x 2.10	123.70 x 101.60 x 53.34
BAA	10.25 x 4.00 x 2.95	260.35 x 101.60 x 74.93
BB	7.00 x 4.87 x 2.95	177.80 x 123.70 x 74.93
C	5.62 x 4.87 x 2.95	142.75 x 123.70 x 74.93
CBB	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
CC	9.38 x 4.87 x 3.28	238.25 x 123.70 x 83.31
CP131	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
D	9.00 x 4.87 x 3.28	228.60 x 123.70 x 83.31
DBB	14.25 x 4.87 x 3.38	361.95 x 123.70 x 85.85
DCC	15.00 x 4.88 x 4.55	381.00 x 123.95 x 115.57
E	14.00 x 4.87 x 3.53	355.60 x 123.70 x 89.66
F	16.75 x 4.88 x 5.00	425.50 x 123.95 x 127.00
N	7.00 x 4.87 x 3.28	177.80 x 123.70 x 83.31

Model Input 100 to 264 VAC	Nominal Vout*	Max Amps	Case Type	Additional Features
24 to 28 Vout				
HA24-0.5-AG	24	0.5	B	
HB24-1.2-AG	24	1.2	B	C
HC24-2.4-AG	24	2.4	C	C
HN24-3.6-AG	24	3.6	N	C
HD24-4.8-AG	24	4.8	D	C
HE24-7.2-AG	24	7.2	E	C
F24-12-AG	24	12	F	C, D, H
HA24-0.5-AG	28*	0.5	B	
HB28-1-AG	28	1	B	C
HC28-2-AG1**		28	2	C
HN28-3-AG	28	3	N	C
HD28-4-AG	28	4	D	C
HE28-6-AG	28	6	E	C
F24-12-AG	28*	10	F	C, D, H
48 Vout				
HB48-0.5-AG	48	0.5	B	
HC48-1-AG	48	1	C	
HD48-3-AG	48	3	D	C
HE48-4-AG	48	4	E	C

* May require jumpering or potentiometer adjustment.

** HC28-2-AG still available

Model numbers highlighted in yellow are not recommended for new designs.

Additional Features:

- A Overvoltage protection, set at 6.2 V \pm 0.4 V.
- B Non-adjustable 3-terminal regulator.
- C Remote sense provided.
- D With output inhibit & parallel operation master/slave capability.
- E With output inhibit.
- F Adjustable 3-terminal regulator.
- G Can be made into an isolated output by removing jumper W1.
- H Model requires 100 LFM forced-air cooling above 75% of rated output power at 50°C.

4. MODEL SELECTION – DUAL OUTPUT

Model Input 100 to 264 VAC	Nominal Vout*	Max Amps	Case Type	Additional Features
5 to 15 Vout				
HAA5-1.5/OVP-AG	+5, -5	1.5, 1.5	AA	A
HBB5-3/OVP-AG	+5, -5	3, 3	BB	A
HCC5-6/OVP-AG	+5, -5	6, 6	CC	A, C
HAA512-AG	5, 12 to 15	2, 0.5	AA	A
HBB512-AG	5, 12 to 15	3, 1.25	BB	A, C
HCC512-AG	5, 12 to 15	6, 2.5	CC	A, C
HAA15-0.8-AG	+12, -5*	1, 0.4	AA	C
HBB15-1.5-AG	+12, -5*	1.7, 0.7	BB	C
HAD12-0.4-AG	+12, -12	0.4, 0.4	B	B
HAA15-0.8-AG		+12, -12	1, 1	AA
HBB15-1.5-AG	+12, -12	1.7, 1.7	BB	C
HCC15-3-AG	+12, -12	3.4, 3.4	CC	C
HDD15-5-AG	+12, -12*	5, 5	E	C
HAA15-0.8-AG	+12, -15*	1, 0.8	AA	C
HBB15-1.5-AG	+12, -15*	1.7, 1.5	BB	C
HCC15-3-AG	+12, -15*	3.4, 3	CC	C
HDD15-5-AG	+12, -15*	5, 5	E	C
HAA15-0.8-AG	+15, -5*	0.8, 0.4	AA	C
HBB15-1.5-AG	+15, -5*	1.5, 0.7	BB	C
HAA15-0.8-AG	+15, -12*	0.8, 1	AA	C
HBB15-1.5-AG	+15, -12*	1.5, 1.7	BB	C
HCC15-3-AG	+15, -12*	3, 3.4	CC	C
HDD15-5-AG	15, -12*	5, 5	E	C
15 to 24 Vout				
HAD15-0.4-AG	+15, -15	0.4, 0.4	B	B
HAA15-0.8-AG	+15, -15	0.8, 0.8	AA	C
HBB15-1.5-AG	+15, -15*	1.5, 1.5	BB	C
HCC15-3-AG	+15, -15*	3, 3	CC	C
HDD15-5-AG	+15, -15	5, 5	E	C
HAA24-0.6-AG	+24, -24	0.6, 0.6	AA	
HBB24-1.2-AG	+24, -24	1.2, 1.2	BB	
HCC24-2.4-AG	+24, -24	2.4, 2.4	CC	C

* May require jumpering or potentiometer adjustment.

Model numbers highlighted in yellow are not recommended for new designs.

Case Type	Dimensions	
	inches	millimeters
AA	6.50 x 4.00 x 2.10	165.10 x 101.60 x 53.34
B	4.87 x 4.00 x 2.10	123.70 x 101.60 x 53.34
BAA	10.25 x 4.00 x 2.95	260.35 x 101.60 x 74.93
BB	7.00 x 4.87 x 2.95	177.80 x 123.70 x 74.93
C	5.62 x 4.87 x 2.95	142.75 x 123.70 x 74.93
CBB	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
CC	9.38 x 4.87 x 3.28	238.25 x 123.70 x 83.31
CP131	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
D	9.00 x 4.87 x 3.28	228.60 x 123.70 x 83.31
DBB	14.25 x 4.87 x 3.38	361.95 x 123.70 x 85.85
DCC	15.00 x 4.88 x 4.55	381.00 x 123.95 x 115.57
E	14.00 x 4.87 x 3.53	355.60 x 123.70 x 89.66
F	16.75 x 4.88 x 5.00	425.50 x 123.95 x 127.00
N	7.00 x 4.87 x 3.28	177.80 x 123.70 x 83.31

Additional Features:

- A Overvoltage protection, set at 6.2 V \pm 0.4 V.
- B Non-adjustable 3-terminal regulator.
- C Remote sense provided.
- D With output inhibit and parallel operation master/slave capability.
- E With output inhibit.
- F Adjustable 3-terminal regulator.
- G Can be made into an isolated output by removing jumper W1.
- H Model requires 100 LFM forced-air cooling above 75% of rated output power at 50°C.

5. MODEL SELECTION – TRIPLE OUTPUT

Unsigned output voltages are isolated and can be used as either + or - polarities.

Model Input 100 to 264 VAC	Nominal Vout*	Max Amps	Case Type	Additional Features
5 to 24 Vout				
HTAA-16W-AG	+5, +12, -5*	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +12, -5*	3, 1, 0.4	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +12, -5*	6, 1, 0.4	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +12, -5*	6, 1.7, 0.7	CBB	C
CP131-AG	5, +12, -5*	8, 1.7, 0.7	CP131	A, C
HDBB-105W-AG	5, +12, -5*	12, 1.7, 0.7	DBB	A, C
HTAA-16W-AG	5, +12, -12	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +12, -12	3, 1, 1	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +12, -12	6, 1, 1	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +12, -12	6, 1.7, 1.7	CBB	C
CP131-AG	5, +12, -12	8, 1.7, 1.7	CP131	A, C
HDBB-105W-AG	5, +12, -12	12, 1.7, 1.7	DBB	C
HDCC-150W-AG	5, +12, -12	12, 3.4, 3.4	DCC	A, C
HTAA-16W-AG	5, +12, -15*	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +12, -15*	3, 1, 0.8	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +12, -15*	6, 1, 1	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +12, -15	6, 1.7, 1.5	CBB	C
CP131-AG	5, +12, -15	8, 1.7, 1.5	CP131	A, C
HDBB-105W-AG	5, +12, -15*	12, 1.7, 1.5	DBB	C
HDCC-150W-AG	5, +12, -15	12, 3.4, 3	DCC	A, C
HTAA-16W-AG	5, +15, -5*	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +15, -5*	3, 0.8, 0.4	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +15, -5*	6, 1, 0.4	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +15, -5*	6, 1.5, 0.7	CBB	C
CP131-AG	5, +15, -5*	8, 1.5, 0.7	CP131	A,
HDBB-105W-AG	5, +15, -5*	12, 1.5, 0.7	DBB	C
HTAA-16W-AG	5, +15, -12*	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +15, -12*	3, 0.8, 1	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +15, -12*	6, 1, 1	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +15, -12	6, 1.5, 1.7	CBB	C
CP131-AG	5, +15, -12	8, 1.5, 1.7	CP131	A, C
HDBB-105W-AG	5, +15, -12*	12, 1.5, 1.7	DBB	C
HDCC-150W-AG	5, +15, -12	12, 3, 3.4	DCC	A, C
HTAA-16W-AG	5, +15, -15*	2, 0.4, 0.4	AA	A
HBAA-40W-AG	5, +15, -15*	3, 0.8, 0.8	BAA	A, C
HCAA-60W-AG	+5, +15, -15*	6, 1, 1	D	A, C
HCB-75W-AG	5, +15, -15	6, 1.5, 1.5	CBB	C
CP131-AG	5, +15, -15	8, 1.5, 1.5	CP131	A, C
HDBB-105W-AG	5, +15, -15*	12, 1.5, 1.5	DBB	C
HDCC-150W-AG	5, +15, -15	12, 3, 3	DCC	A, C

Case Type	Dimensions	
	inches	millimeters
AA	6.50 x 4.00 x 2.10	165.10 x 101.60 x 53.34
B	4.87 x 4.00 x 2.10	123.70 x 101.60 x 53.34
BAA	10.25 x 4.00 x 2.95	260.35 x 101.60 x 74.93
BB	7.00 x 4.87 x 2.95	177.80 x 123.70 x 74.93
C	5.62 x 4.87 x 2.95	142.75 x 123.70 x 74.93
CBB	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
CC	9.38 x 4.87 x 3.28	238.25 x 123.70 x 83.31
CP131	11.00 x 4.87 x 3.28	279.40 x 123.70 x 83.31
D	9.00 x 4.87 x 3.28	228.60 x 123.70 x 83.31
DBB	14.25 x 4.87 x 3.38	361.95 x 123.70 x 85.85
DCC	15.00 x 4.88 x 4.55	381.00 x 123.95 x 115.57
E	14.00 x 4.87 x 3.53	355.60 x 123.70 x 89.66
F	16.75 x 4.88 x 5.00	425.50 x 123.95 x 127.00
N	7.00 x 4.87 x 3.28	177.80 x 123.70 x 83.31

Additional Features:

- A Overvoltage protection, set at 6.2 V \pm 0.4 V.
- B Non-adjustable 3-terminal regulator.
- C Remote sense provided.
- D With output inhibit and parallel operation master/slave capability.
- E With output inhibit.
- F Adjustable 3-terminal regulator.
- G Can be made into an isolated output by removing jumper W1.
- H Model requires 100 LFM forced-air cooling above 75% of rated output power at 50°C.

* May require jumpering or potentiometer adjustment.

Model numbers highlighted in yellow are not recommended for new designs.

6. INPUT SPECIFICATIONS

PARAMETER	CONDITIONS / DESCRIPTION		MIN	NOM	MAX	UNITS
AC Input Voltage ^{1, 2}	Jumper selectable, shipped factory configured for 120 VAC operation. All models must be externally fused for proper operation. Fuse ratings are marked on each unit. Consult factory for each unit's fuse requirements.	100 VAC Tap	87	100	110	VAC
		120 VAC Tap	104	120	132	
		220 VAC Tap	191	220	242	
		240 VAC Tap	209	240	264	
Input Frequency	AC input.		47		63	Hz
Line Regulation	Output voltage change for a 10% line change: F case models.		-0.01		+0.01	%
	HAD12, HAD15.		-1.0		+1.0	
	Outputs with adjustable three terminal regulators.		-0.5		+0.5	
	All other models.		-0.05		+0.05	

7. OUTPUT SPECIFICATIONS

PARAMETER	CONDITIONS / DESCRIPTION	MIN	NOM	MAX	UNITS
Output Adjustment	Minimum output adjustment range ³	-5		+5	%
Efficiency	5 volt outputs.		45		%
	12 volt and 15 volt outputs.		55		
	24 volt and higher outputs.		60		
Ripple and Noise ⁴	F case models.			3.0	mV _{PK-PK}
	5 volt, 12 volt, and 15 volt models.			5.0	mV _{PK-PK}
	All three terminal regulator outputs.			0.2	% _{PK-PK}
	24 volt through 48 volt models.			3.0 mV _{PK-PK} plus 0.02% of output voltage, max	
Load Regulation	Output change for a 50% load change: F case models.	-0.02		+0.02	%
	HAD12, HAD15.	-1		+1	
	Outputs with adjustable three terminal regulators.	-0.5		+0.5	
	All other models.	-0.05		+0.05	
Transient Response	Recovery time, to within 1% of initial set point due to a 50% load change.			50	μs

¹ Derate output current 10% for 50Hz operation.

² Input voltage tolerance for 230 VAC operation is +15%, -10%.

³ Output voltage adjustments can be made to within ±5% of factory setting of nominal output voltage. Locate the "Vadj" potentiometer on the power supply PCB and use a screwdriver to adjust the output pot. The HAD12 and HAD15 3 terminal regulator outputs are not adjustable.

⁴ Full load, 20 MHz bandwidth.

8. SAFETY, REGULATORY AND EMI SPECIFICATIONS

PARAMETER	CONDITIONS / DESCRIPTION	MIN	NOM	MAX	UNITS	
Agency Approvals	Approved to the latest edition of the following standards; UL/CSA60950-1 2nd, IEC60950-1 2nd and EN60950-1 2nd.					
Dielectric Withstand Voltage	Input to case	2121			VDC	
	Input to output (tested by manufacturer only)	4242				
Electromagnetic	FCC CFR title 47 Part 15 Sub-Part B - conducted.					
Interference	EN55022 / CISPR 22 conducted. EN55022 / CISPR 22 radiated.		Compatible with system compliance to Level B.			
Leakage Current	Per EN60950	(264 VAC)	23	50	μA	

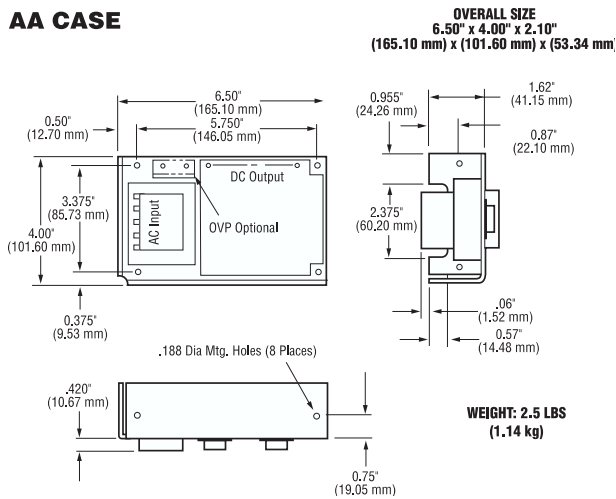
9. SIGNALS AND INTERNAL PROTECTION

PARAMETER	CONDITIONS / DESCRIPTION	MIN	NOM	MAX	UNITS
Overvoltage Protection	Provided on 5 volt output units where indicated. Other outputs may use optional overvoltage protectors OVP-12 and OVP-24.	5.8		6.6	V
Remote Sense	Total voltage compensation for cable losses with respect to the main output. Provided on models where indicated.			250	mV
Overcurrent/Short Circuit Protection	Automatic current limit/foldback. Rated as a percentage of output power.	115	120	140	%
Master/Slave Operation	For parallel operation of up to 6 units. Master/slave pin provided on F case models only. Contact factory for application notes.				

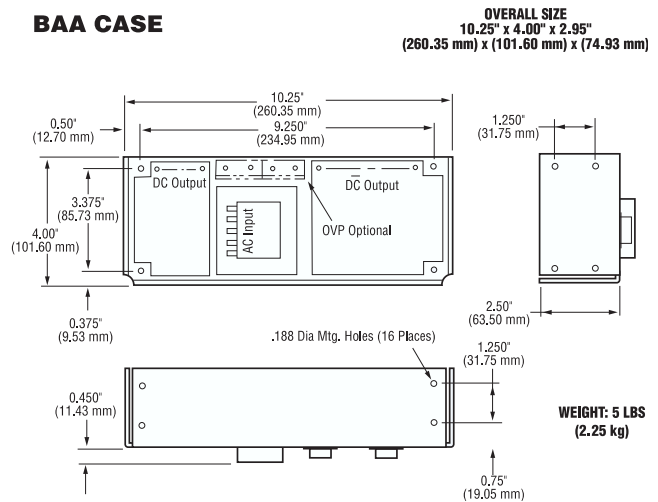
10. ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

PARAMETER	CONDITIONS/DESCRIPTION	MIN	NOM	MAX	UNITS
Operating Temperature	Derate output power linearly above 50°C by 3% per °C.				
	@ 100% load	0		50	°C
	@ 40% load			70	°C
Storage Temperature		-40		85	°C
Temperature Coefficient	0°C to 50°C (after 15 minute warm-up).		0.1	0.3	%/°C
	24 hours after warm-up.	-0.3		+0.3	%
Shock	Operating.			20	GPK
Vibration	Random vibration from 10 Hz to 2 kHz, 3 axis.			6.15	GRMS
Relative Humidity	Non-Condensing.	5		95	%RH

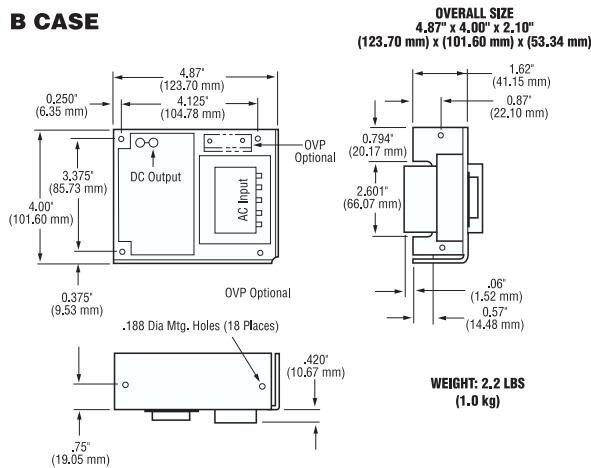
AA CASE



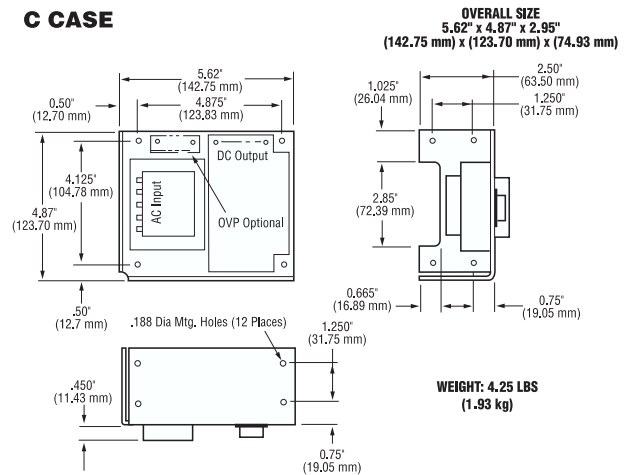
BAA CASE



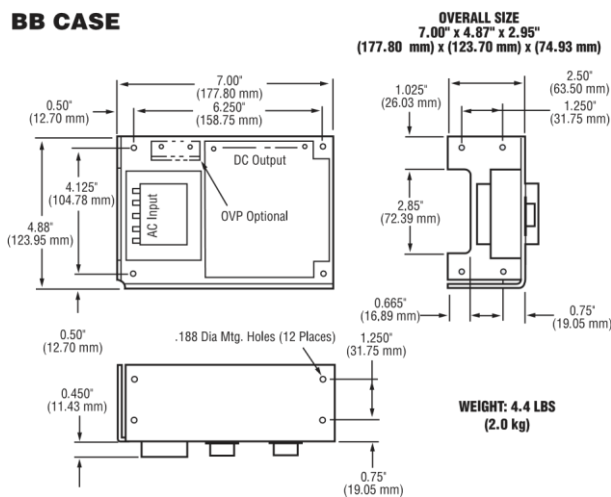
B CASE



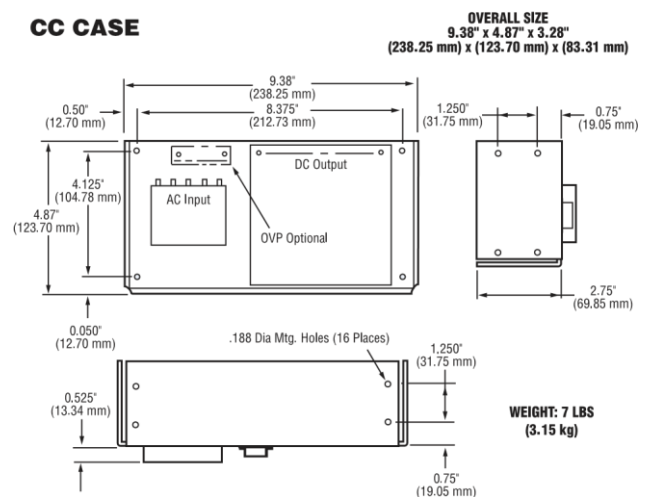
C CASE



BB CASE



CC CASE



bel POWER
SOLUTIONS &
PROTECTION
a bel group

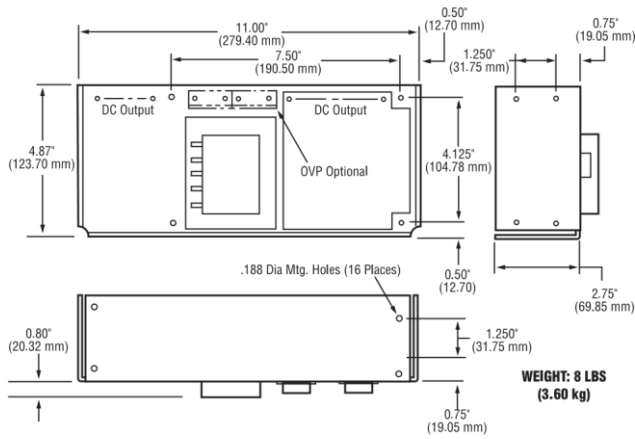
Asia-Pacific
+86 755 298 85888

Europe, Middle East
+353 61 225 977

North America
+1 408 785 5200

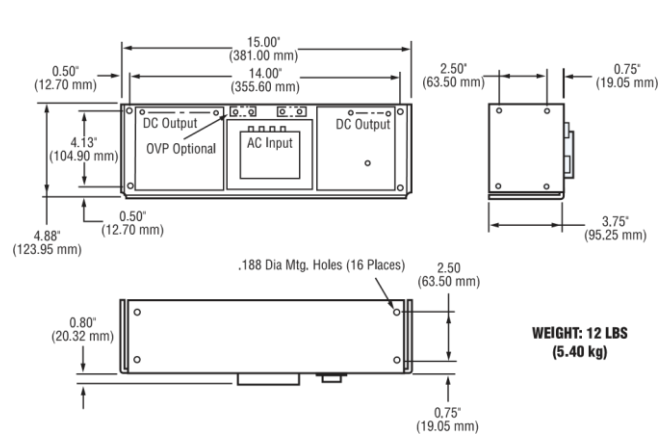
CBB CASE

OVERALL SIZE
11.00" x 4.87" x 3.28"
(279.40 mm) x (123.70 mm) x (83.31 mm)



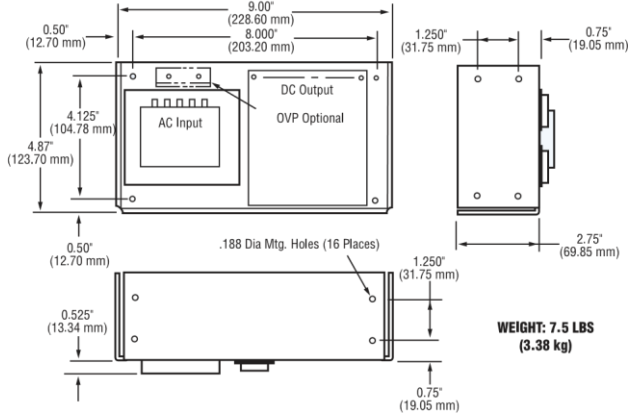
DCC CASE

OVERALL SIZE
15.00" x 4.88" x 4.55"
(381.00 mm) x (123.95 mm) x (115.57 mm)



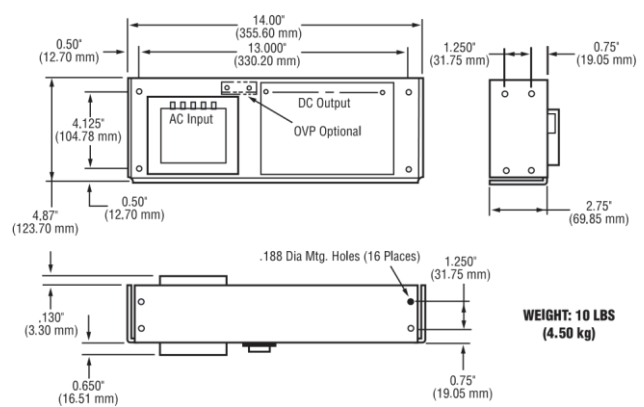
D CASE

OVERALL SIZE
9.00" x 4.87" x 3.28"
(228.60 mm) x (123.70 mm) x (83.31 mm)



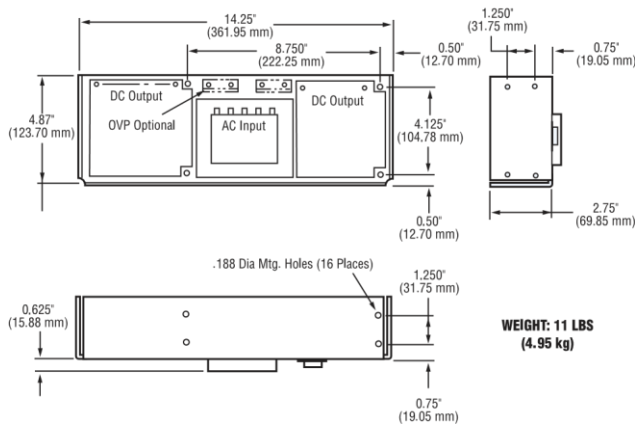
E CASE

OVERALL SIZE
14.00" x 4.87" x 3.53"
(355.60 mm) x (123.70 mm) x (89.66 mm)



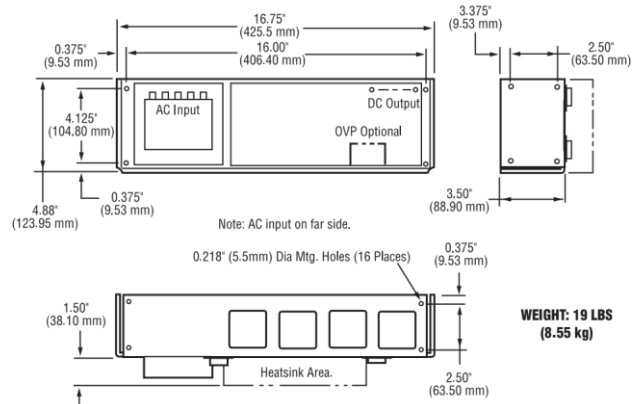
DBB CASE

OVERALL SIZE
14.25" x 4.87" x 3.38"
(361.95 mm) x (123.70 mm) x (85.85 mm)



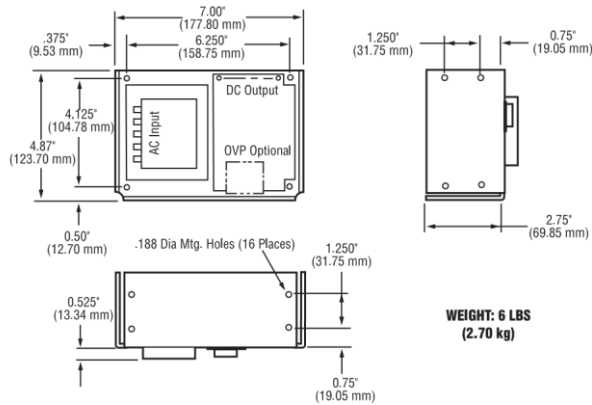
F CASE

OVERALL SIZE
16.75" x 4.88" x 5.00"
(425.5 mm) x (123.95 mm) x (127.00 mm)



N CASE

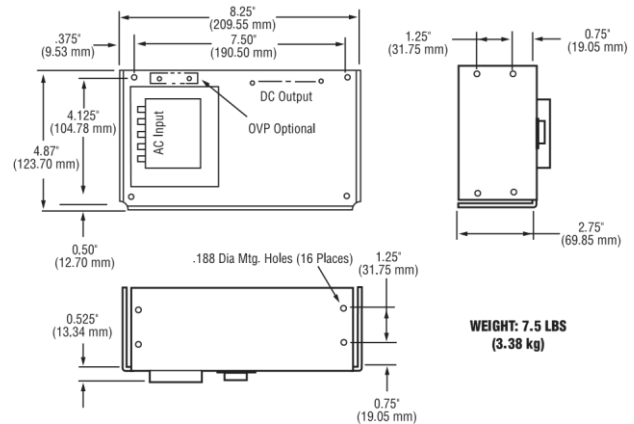
OVERALL SIZE
7.00" x 4.87" x 3.28"
(177.80 mm) x (123.70 mm) x (83.31 mm)



WEIGHT: 6 LBS
(2.70 kg)

CP510-A CASE

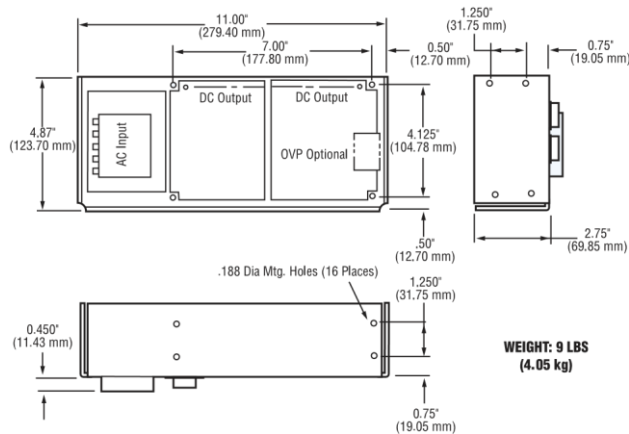
OVERALL SIZE
8.25" x 4.87" x 3.28"
(209.55 mm) x (123.70 mm) x (83.31 mm)



WEIGHT: 7.5 LBS
(3.38 kg)

CP131 CASE

OVERALL SIZE
11.00" x 4.87" x 3.28"
(279.40 mm) x (123.70 mm) x (83.31 mm)



WEIGHT: 9 LBS
(4.05 kg)

Mechanical Dimensions of Case Types

For more information on these products consult: tech.support@psbel.com

NUCLEAR AND MEDICAL APPLICATIONS - Products are not designed or intended for use as critical components in life support systems, equipment used in hazardous environments, or nuclear control systems.

TECHNICAL REVISIONS - The appearance of products, including safety agency certifications pictured on labels, may change depending on the date manufactured. Specifications are subject to change without notice.

Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

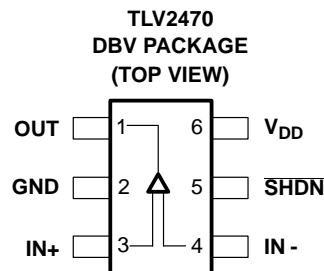
Bel Power Solutions:

[HN15-4.5-AG](#) [HB24-1.2-A](#) [HD28-4-AG](#) [HE15-9-AG](#) [HN5-9/OVP-AG](#) [HTAA-16W-AG](#) [HCAA-60W-AG](#) [HCC24-2.4-AG](#) [HC5-6/OVP-AG](#) [HD5-12/OVP-AG](#) [HDD15-5-AG](#) [F24-12-AG](#) [HN12-5.1-AG](#) [HN28-3-AG](#) [HB15-1.5-AG](#) [HC15-3-AG](#) [HD15-6-AG](#) [HD48-3-AG](#) [HAA5-1.5/OVP-AG](#) [HAD15-0.4-AG](#) [HAA15-0.8-AG](#) [HAA512-AG](#) [HB12-1.7-AG](#) [HBB15-1.5-AG](#) [HC12-3.4-AG](#) [HCC512-AG](#) [HD12-6.8-AG](#) [HC24-2.4-AG](#) [HE24-7.2-AG](#) [HAA24-0.6-AG](#) [HN24-3.6-AG](#) [HE5-18/OVP-AG](#) [HTAA-16W-A](#) [HD24-4.8-AG](#) [HB48-0.5-AG](#) [HDCC-150W-AG](#) [F15-15-AG](#) [HCBB-75W-AG](#) [HCC15-3-AG](#) [HCC5-6/OVP-AG](#) [HC28-2-AG](#) [HB24-1.2-AG](#) [HE28-6-AG](#) [HE12-10.2-AG](#) [HBB24-1.2-AG](#) [HB5-3/OVP-AG](#) [CP131-AG](#) [HAD12-0.4-AG](#)

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED DECEMBER 2003

- CMOS Rail-To-Rail Input/Output
- Input Bias Current . . . 2.5 pA
- Low Supply Current . . . 600 μ A/Channel
- Ultra-Low Power Shutdown Mode
 - $I_{DD}(SHDN)$. . . 350 nA/ch at 3 V
 - $I_{DD}(SHDN)$. . . 1000 nA/ch at 5 V
- Gain-Bandwidth Product . . . 2.8 MHz
- High Output Drive Capability
 - ± 10 mA at 180 mV
 - ± 35 mA at 500 mV
- Input Offset Voltage . . . 250 μ V (typ)
- Supply Voltage Range . . . 2.7 V to 6 V
- Ultra Small Packaging
 - 5 or 6 Pin SOT-23 (TLV2470/1)
 - 8 or 10 Pin MSOP (TLV2472/3)



description

The TLV247x is a family of CMOS rail-to-rail input/output operational amplifiers that establishes a new performance point for supply current versus ac performance. These devices consume just 600 μ A/channel while offering 2.8 MHz of gain-bandwidth product. Along with increased ac performance, the amplifier provides high output drive capability, solving a major shortcoming of older micropower operational amplifiers. The TLV247x can swing to within 180 mV of each supply rail while driving a 10-mA load. For non-RRO applications, the TLV247x can supply ± 35 mA at 500 mV off the rail. Both the inputs and outputs swing rail-to-rail for increased dynamic range in low-voltage applications. This performance makes the TLV247x family ideal for sensor interface, portable medical equipment, and other data acquisition circuits.

FAMILY PACKAGE TABLE

DEVICE	NUMBER OF CHANNELS	PACKAGE TYPES					SHUTDOWN	UNIVERSAL EVM BOARD
		PDIP	SOIC	SOT-23	TSSOP	MSOP		
TLV2470	1	8	8	6	—	—	Yes	Refer to the EVM Selection Guide (Lit# SLOU060)
TLV2471	1	8	8	5	—	—	—	
TLV2472	2	8	8	—	—	8	—	
TLV2473	2	14	14	—	—	10	Yes	
TLV2474	4	14	14	—	14	—	—	
TLV2475	4	16	16	—	16	—	Yes	

A SELECTION OF SINGLE-SUPPLY OPERATIONAL AMPLIFIER PRODUCTS†

DEVICE	V_{DD} (V)	V_{IO} (μ V)	BW (MHz)	SLEW RATE (V/ μ s)	I_{DD} (per channel) (μ A)	OUTPUT DRIVE	RAIL-TO-RAIL
TLV247X	2.7 - 6.0	250	2.8	1.5	600	± 35 mA	I/O
TLV245X	2.7 - 6.0	20	0.22	0.11	23	± 10 mA	I/O
TLV246X	2.7 - 6.0	150	6.4	1.6	550	± 90 mA	I/O
TLV277X	2.5 - 6.0	360	5.1	10.5	1000	± 10 mA	O

† All specifications measured at 5 V.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999-2003, Texas Instruments Incorporated

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TLV2470 and TLV2471 AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES			
	SMALL OUTLINE (D) [†]	SOT-23		PLASTIC DIP (P)
		(DBV) [†]	SYMBOL	
0°C to 70°C	TLV2470CD TLV2471CD	TLV2470CDBV TLV2471CDBV	VAUC VAVC	TLV2470CP TLV2471CP
- 40°C to 125°C	TLV2470ID TLV2471ID	TLV2470IDBV TLV2471IDBV	VAUI VAVI	TLV2470IP TLV2471IP
	TLV2470AID TLV2471AID	— —	— —	TLV2470AIP TLV2471AIP

[†] This package is available taped and reeled. To order this packaging option, add an R suffix to the part number (e.g., TLV2470CDR).

TLV2472 and TLV2473 AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES					
	SMALL OUTLINE (D) [†]	MSOP		MSOP		PLASTIC DIP (N)
		(DGN) [†]	SYMBOL [‡]	(DGQ) [†]	SYMBOL [‡]	
0°C to 70°C	TLV2472CD TLV2473CD	TLV2472CDGN —	xxTIABU —	— TLV2473CDGQ	— xxTIABW	— TLV2473CN
- 40°C to 125°C	TLV2472ID TLV2473ID	TLV2472IDGN —	xxTIABV —	— TLV2473IDGQ	— xxTIABX	— TLV2473IN
	TLV2472AID TLV2473AID	— —	— —	— —	— —	— TLV2473AIN

[†] This package is available taped and reeled. To order this packaging option, add an R suffix to the part number (e.g., TLV2472CDR).

[‡] xx represents the device date code.

TLV2474 and TLV2475 AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES		
	SMALL OUTLINE (D) [†]	PLASTIC DIP (N)	TSSOP (PWP) [†]
0°C to 70°C	TLV2474CD TLV2475CD	TLV2474CN TLV2475CN	TLV2474CPWP TLV2475CPWP
- 40°C to 125°C	TLV2474ID TLV2475ID	TLV2474IN TLV2475IN	TLV2474IPWP TLV2475IPWP
	TLV2474AID TLV2475AID	TLV2474AIN TLV2475AIN	TLV2474AIPWP TLV2475AIPWP

[†] This package is available taped and reeled. To order this packaging option, add an R suffix to the part number (e.g., TLV2474CDR).

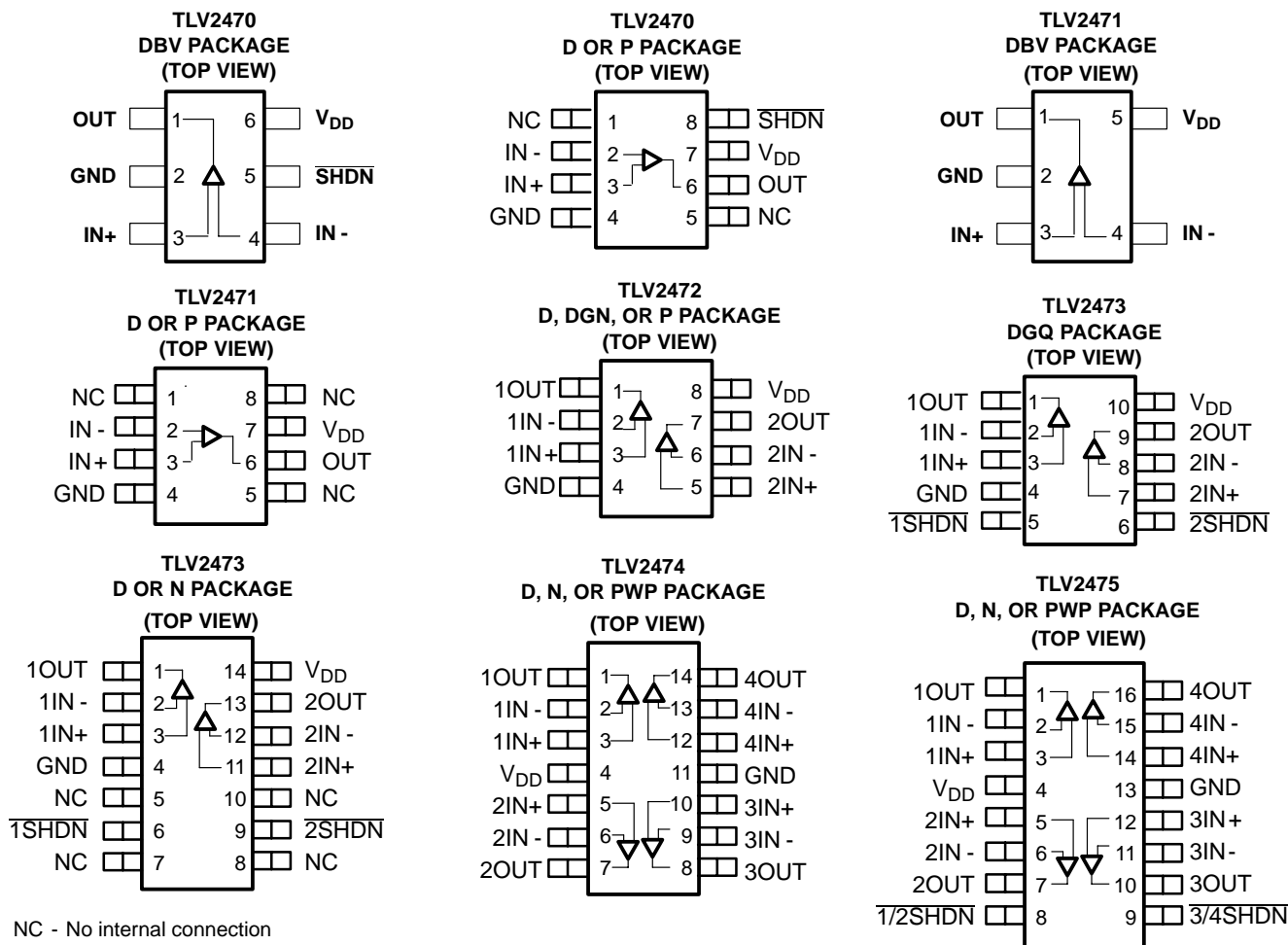


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

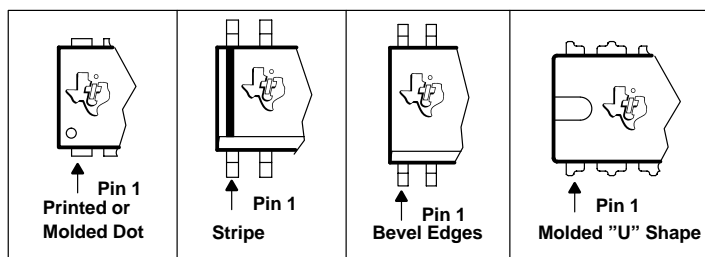
TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TLV247x PACKAGE PINOUTS⁽¹⁾



TYPICAL PIN 1 INDICATORS



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

description (continued)

Three members of the family (TLV2470/3/5) offer a shutdown terminal for conserving battery life in portable applications. During shutdown, the outputs are placed in a high-impedance state and the amplifier consumes only 350 nA/channel. The family is fully specified at 3 V and 5 V across an expanded industrial temperature range (-40°C to 125°C). The singles and duals are available in the SOT23 and MSOP packages, while the quads are available in TSSOP. The TLV2470 offers an amplifier with shutdown functionality all in a 6-pin SOT23 package, making it perfect for high density power-sensitive circuits.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1)	7 V
Differential input voltage, V_{ID}	$\pm V_{DD}$
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 125°C
Maximum junction temperature, T_J	150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTE: All voltage values, except differential voltages, are with respect to GND.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	θ_{JC} (°C/W)	θ_{JA} (°C/W)	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (8)	38.3	176	710 mW
D (14)	26.9	122.3	1022 mW
D (16)	25.7	114.7	1090 mW
DBV (5)	55	324.1	385 mW
DBV (6)	55	294.3	425 mW
DGN (8)	4.7	52.7	2.37 W
DGQ (10)	4.7	52.3	2.39 W
N (14, 16)	32	78	1600 mW
P (8)	41	104	1200 mW
PWP (14)	2.07	30.7	4.07 W
PWP (16)	2.07	29.7	4.21 W

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	Single supply	2.7	6	V
	Split supply	± 1.35	± 3	
Common-mode input voltage range, V_{ICR}		0	V_{DD}	V
Operating free-air temperature, T_A	C-suffix	0	70	°C
	I-suffix	-40	125	
Shutdown on/off voltage level [‡]	V_{IH}	2		V
	V_{IL}		0.8	

[‡] Relative to GND



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA
FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT
HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 3$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T _A [†]	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{IO}	Input offset voltage	V _{IC} = V _{DD} /2, V _O = V _{DD} /2, R _S = 50 Ω	TLV247x	25°C	250	2200	μV	
				Full range	2400			
			TLV247xA	25°C	250	1600		
				Full range	1800			
α _{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage					0.4		μV/°C
I _{IO}	Input offset current				25°C	1.5	50	pA
			TLV247xC	Full range		100		
			TLV247xI	Full range		300		
I _{IB}	Input bias current			25°C	2	50		
		TLV247xC	Full range		100			
		TLV247xI	Full range		300			
V _{OH}	High-level output voltage	V _{IC} = V _{DD} /2	I _{OH} = - 2.5 mA	25°C	2.85	2.94	V	
				Full range	2.8			
			I _{OH} = - 10 mA	25°C	2.6	2.74		
				Full range	2.5			
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{IC} = V _{DD} /2	I _{OL} = 2.5 mA	25°C	0.07	0.15	V	
				Full range		0.2		
			I _{OL} = 10 mA	25°C	0.2	0.35		
				Full range		0.5		
I _{OS}	Short-circuit output current	Sourcing		25°C	30	mA		
				Full range	20			
		Sourcing, Outside of rails‡		25°C	62			
				TLV247xC	Full range		60	
				TLV247xI	Full range		59	
				Sinking			25°C	30
		Full range	20					
		Sinking, Outside of rails‡		25°C	62			
				TLV247xC	Full range		60	
				TLV247xI	Full range		59	
	Full range			59				
I _O	Output current	V _O = 0.5 V from rail		25°C	±22		mA	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _{O(PP)} = 1 V, R _L = 10 kΩ		25°C	90	116	dB	
				Full range	88			
r _{i(d)}	Differential input resistance			25°C	10 ¹²		Ω	
C _{IC}	Common-mode input capacitance	f = 10 kHz		25°C	19.3		pF	
z _o	Closed-loop output impedance	f = 10 kHz, A _V = 10		25°C	2		Ω	

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and -40°C to 125°C for I suffix. If not specified, full range is -40°C to 125°C.

‡ Depending on package dissipation rating



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 3$ V (unless otherwise noted)
(continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	MIN	TYP	MAX	UNIT
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = 0$ to 3 V, $R_S = 50 \Omega$	25°C	61	78		dB
		TLV247xC	Full range	59		
		TLV247xI	Full range	58		
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD} / \Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 2.7$ V to 6 V, No load	25°C	74	90		dB
		Full range	66			
	$V_{DD} = 3$ V to 5 V, No load	25°C	77	92		
		Full range	68			
I_{DD} Supply current (per channel)	$V_O = 1.5$ V, No load	25°C		550	750	μ A
		Full range			800	
$I_{DD(SHDN)}$ Supply current in shutdown mode (TLV2470, TLV2473, TLV2475) (per channel)	SHDN = 0 V	25°C		350	1500	nA
		TLV247xC	Full range		2000	
		TLV247xI	Full range		4000	

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and -40°C to 125°C for I suffix. If not specified, full range is -40°C to 125°C.

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 3$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T _A [†]	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	V _{O(PP)} = 0.8 V, R _L = 10 kΩ		25°C	1.1	1.4		V/μs
				Full range	0.6			
V _n	Equivalent input noise voltage	f = 100 Hz		25°C	28			nV/√Hz
		f = 1 kHz		25°C	15			
I _n	Equivalent input noise current	f = 1 kHz		25°C	0.405			pA/√Hz
THD + N	Total harmonic distortion plus noise	V _{O(PP)} = 2 V, R _L = 10 kΩ, f = 1 kHz	A _V = 1	25°C	0.02%			
			A _V = 10		0.1%			
			A _V = 100		0.5%			
t _(on)	Amplifier turnon time	R _L = OPEN‡			25°C	5		μs
t _(off)	Amplifier turnoff time				25°C	250		ns
Gain-bandwidth product		f = 10 kHz, R _L = 600 Ω		25°C	2.8			MHz
t _s	Settling time	V _{(STEP)PP} = 2 V, A _V = -1, C _L = 10 pF, R _L = 10 kΩ	0.1%	25°C	1.5			μs
			0.01%		3.9			
		V _{(STEP)PP} = 2 V, A _V = -1, C _L = 56 pF, R _L = 10 kΩ	0.1%		1.6			
			0.01%		4			
φ _m	Phase margin	R _L = 10 kΩ,	C _L = 1000 pF	25°C	61°			
Gain margin		R _L = 10 kΩ,	C _L = 1000 pF	25°C	15			dB

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and -40°C to 125°C for I suffix. If not specified, full range is -40°C to 125°C.

‡ Depending on package dissipation rating



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA
FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT
HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T _A [†]	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{IO}	Input offset voltage	V _{IC} = V _{DD} /2, V _O = V _{DD} /2, R _S = 50 Ω	TLV247x	25°C	250	2200	μV	
				Full range	2400			
			TLV247xA	25°C	250	1600		
				Full range	2000			
α _{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage					0.4		μV/°C
I _{IO}	Input offset current				25°C	1.7	50	pA
			TLV247xC	Full range		100		
				TLV247xl	Full range		300	
I _{IB}	Input bias current			25°C	2.5	50		
		TLV247xC	Full range		100			
			TLV247xl	Full range		300		
V _{OH}	High-level output voltage	V _{IC} = V _{DD} /2	I _{OH} = - 2.5 mA	25°C	4.85	4.96	V	
				Full range	4.8			
			I _{OH} = - 10 mA	25°C	4.72	4.82		
				Full range	4.65			
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{IC} = V _{DD} /2	I _{OL} = 2.5 mA	25°C	0.07	0.15	V	
				Full range	0.2			
			I _{OL} = 10 mA	25°C	0.178	0.28		
				Full range	0.35			
I _{OS}	Short-circuit output current	Sourcing		25°C	110	mA		
				Full range	60			
		Sourcing, Outside of rails‡		25°C	63			
				TLV247xC	Full range		61	
				TLV247xl	Full range		58	
		Sinking		25°C	90			
				Full range	60			
		Sinking, Outside of rails‡		25°C	63			
				TLV247xC	Full range		61	
				TLV247xl	Full range		58	
I _O	Output current	V _O = 0.5 V from rail		25°C	±35		mA	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _{O(PP)} = 3 V, R _L = 10 kΩ		25°C	92	120	dB	
				Full range	91			
r _{i(d)}	Differential input resistance			25°C	10 ¹²		Ω	
C _{IC}	Common-mode input capacitance	f = 10 kHz		25°C	18.9		pF	
z _o	Closed-loop output impedance	f = 10 kHz, A _V = 10		25°C	1.8		Ω	

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and - 40°C to 125°C for l suffix. If not specified, full range is - 40°C to 125°C.

‡ Depending on package dissipation rating

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5$ V (unless otherwise noted)
(continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	MIN	TYP	MAX	UNIT
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = 0$ to 5 V, $R_S = 50 \Omega$	25°C	64	84		dB
		TLV247xC Full range	63			
		TLV247xI Full range	58			
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD} / \Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 2.7$ V to 6 V, No load	25°C	74	90		dB
		Full range	66			
	$V_{DD} = 3$ V to 5 V, No load	25°C	77	92		
		Full range	66			
I_{DD} Supply current (per channel)	$V_O = 2.5$ V, No load	25°C		600	900	μ A
		Full range			1000	
$I_{DD(SHDN)}$ Supply current in shutdown mode (TLV2470, TLV2473, TLV2475) (per channel)	SHDN = 0 V	25°C		1000	2500	nA
		TLV247xC Full range			3000	
		TLV247xI Full range			6000	nA

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and -40°C to 125°C for I suffix. If not specified, full range is -40°C to 125°C.

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_{O(PP)} = 2$ V, $R_L = 10$ k Ω	25°C	1.1	1.5		V/ μ s
		Full range	0.7			
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 100$ Hz	25°C		28		nV/ \sqrt{Hz}
	$f = 1$ kHz	25°C		15		
I_n Equivalent input noise current	$f = 1$ kHz	25°C		0.39		pA/ \sqrt{Hz}
THD + N Total harmonic distortion plus noise	$V_{O(PP)} = 4$ V, $R_L = 10$ k Ω , $f = 1$ kHz	$A_V = 1$		0.01%		
		$A_V = 10$		0.05%		
		$A_V = 100$		0.3%		
$t_{(on)}$ Amplifier turnon time	$R_L = OPEN^\ddagger$	25°C		5		μ s
$t_{(off)}$ Amplifier turnoff time		25°C		250		ns
Gain-bandwidth product	$f = 10$ kHz, $R_L = 600 \Omega$	25°C		2.8		MHz
t_s Settling time	$V_{(STEP)PP} = 2$ V, $A_V = -1$, $C_L = 10$ pF, $R_L = 10$ k Ω	0.1%		1.8		μ s
		0.01%		3.3		
	$V_{(STEP)PP} = 2$ V, $A_V = -1$, $C_L = 56$ pF, $R_L = 10$ k Ω	0.1%		1.7		
		0.01%		3		
ϕ_m Phase margin	$R_L = 10$ k Ω , $C_L = 1000$ pF	25°C		68°		
Gain margin	$R_L = 10$ k Ω , $C_L = 1000$ pF	25°C		23		dB

† Full range is 0°C to 70°C for C suffix and -40°C to 125°C for I suffix. If not specified, full range is -40°C to 125°C.

‡ Disable and enable time are defined as the interval between application of logic signal to SHDN and the point at which the supply current has reached half its final value.

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA
FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT
HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
V_{IO}	Input offset voltage	vs Common-mode input voltage	1, 2
I_{IB}	Input bias current	vs Free-air temperature	3, 4
I_{IO}	Input offset current		
V_{OH}	High-level output voltage	vs High-level output current	5, 7
V_{OL}	Low-level output voltage	vs Low-level output current	6, 8
Z_o	Output impedance	vs Frequency	9
I_{DD}	Supply current	vs Supply voltage	10
PSRR	Power supply rejection ratio	vs Frequency	11
CMRR	Common-mode rejection ratio	vs Frequency	12
V_n	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	13
$V_{O(PP)}$	Maximum peak-to-peak output voltage	vs Frequency	14, 15
A_{VD}	Differential voltage gain and phase	vs Frequency	16, 17
ϕ_m	Phase margin	vs Load capacitance	18, 19
	Gain margin	vs Load capacitance	20, 21
	Gain-bandwidth product	vs Supply voltage	22
SR	Slew rate	vs Supply voltage	23
		vs Free-air temperature	24, 25
	Crosstalk	vs Frequency	26
THD+N	Total harmonic distortion + noise	vs Frequency	27, 28
V_O	Large and small signal follower	vs Time	29 - 32
	Shutdown pulse response	vs Time	33, 34
	Shutdown forward and reverse isolation	vs Frequency	35, 36
$I_{DD(SHDN)}$	Shutdown supply current	vs Supply voltage	37
$I_{DD(SHDN)}$	Shutdown supply current	vs Free-air temperature	38
$I_{DD(SHDN)}$	Shutdown pulse current	vs Time	39, 40



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

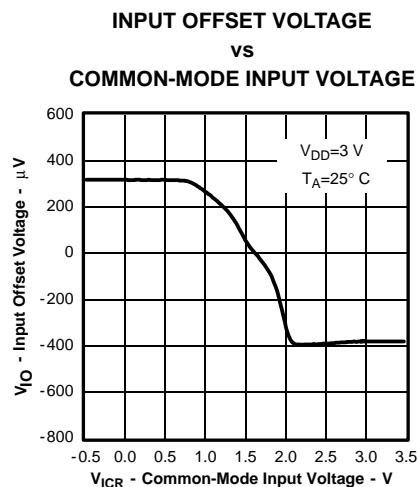


Figure 1

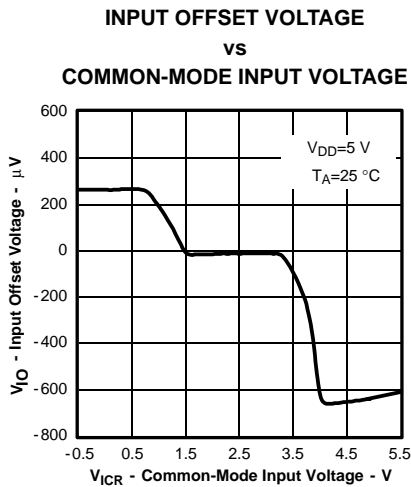


Figure 2

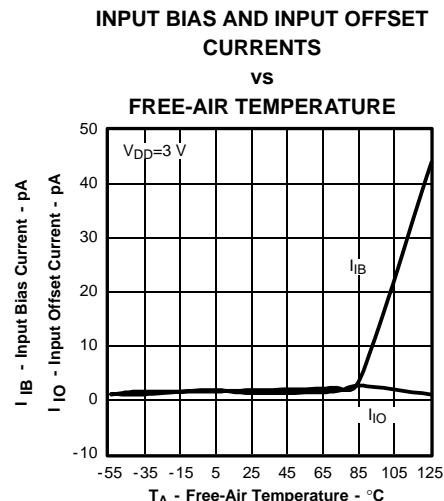


Figure 3

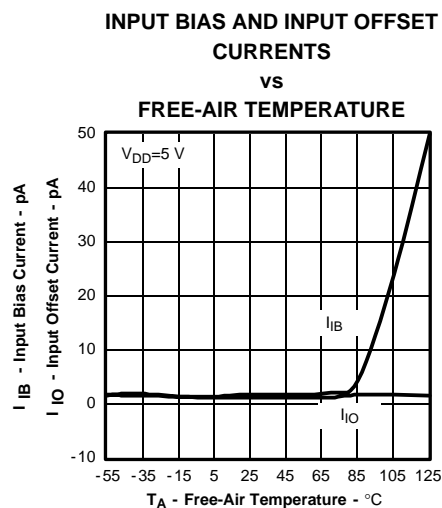


Figure 4

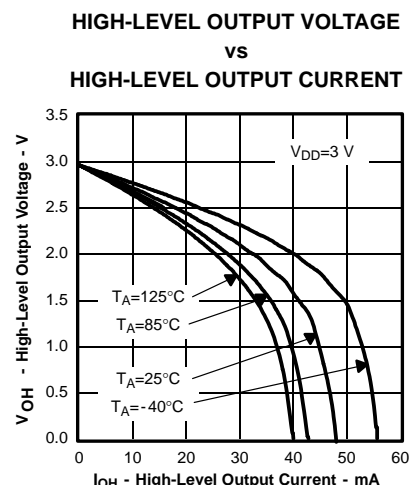


Figure 5

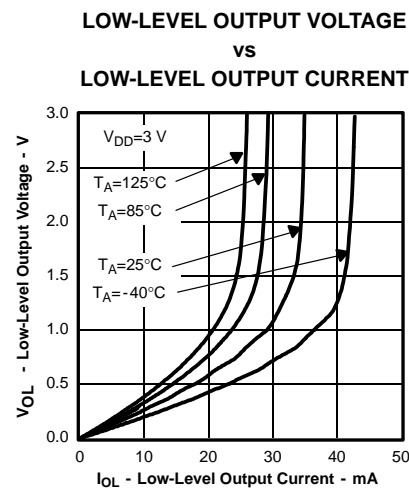


Figure 6

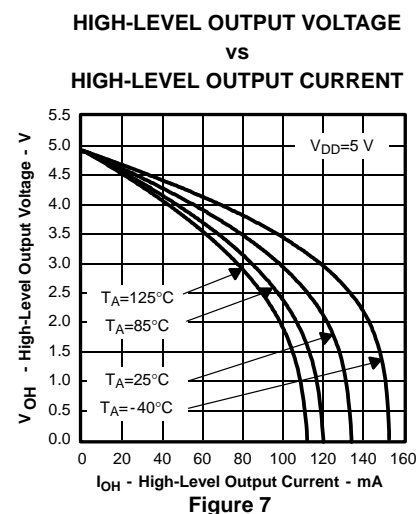


Figure 7

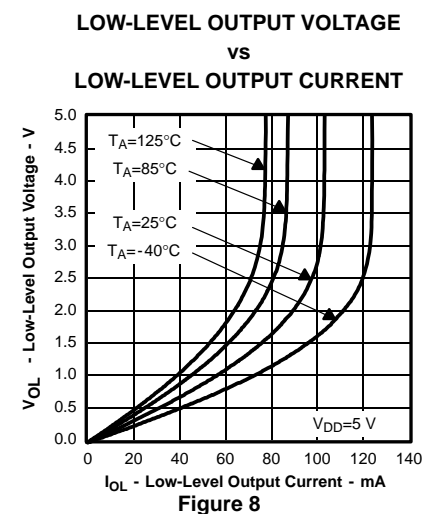


Figure 8

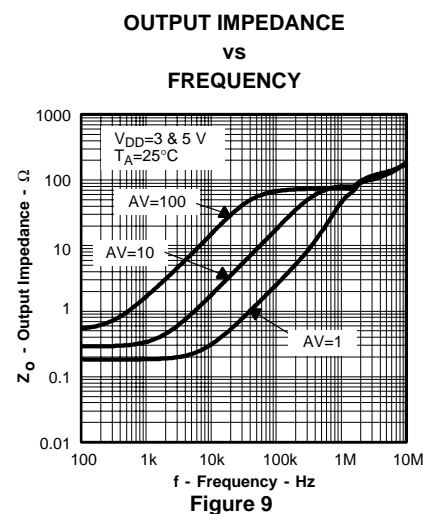


Figure 9

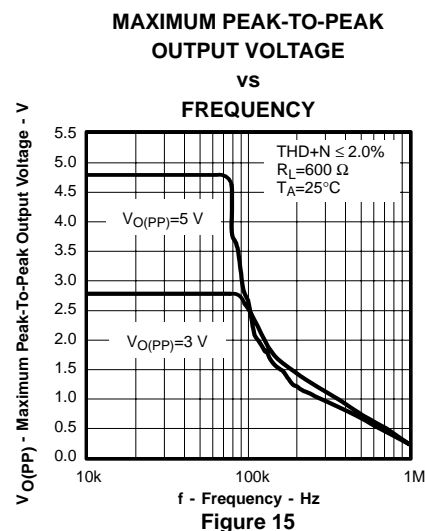
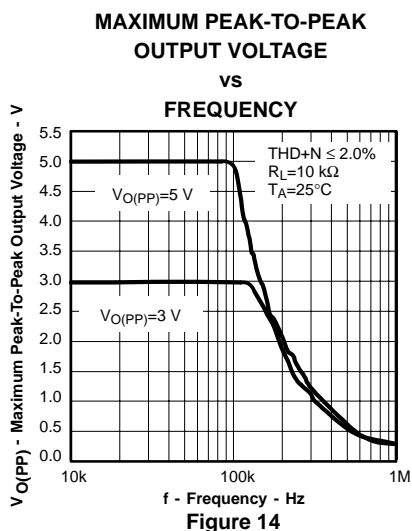
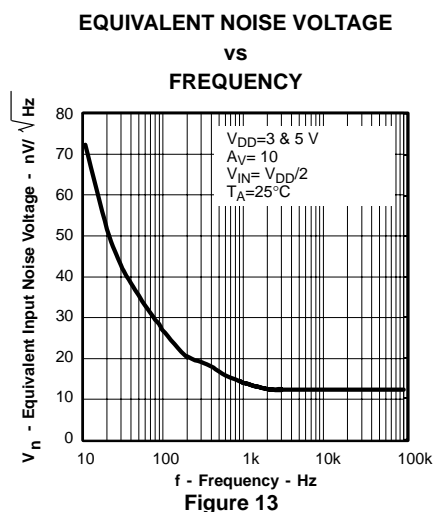
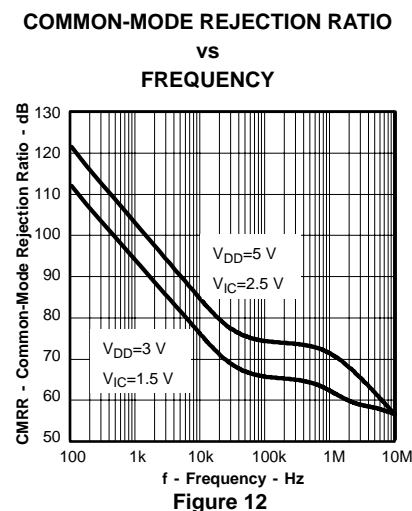
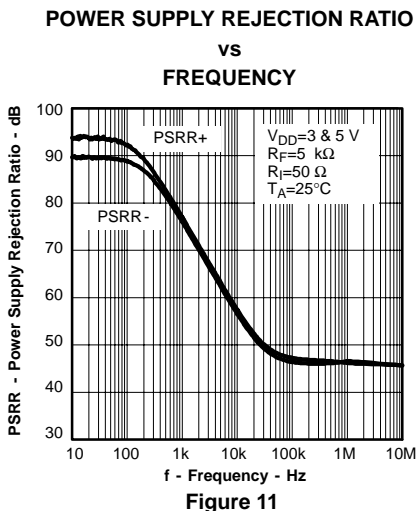
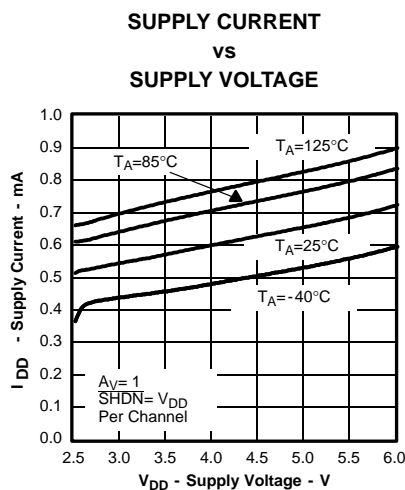


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

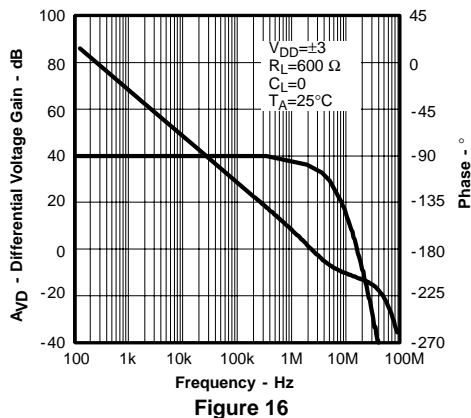
TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

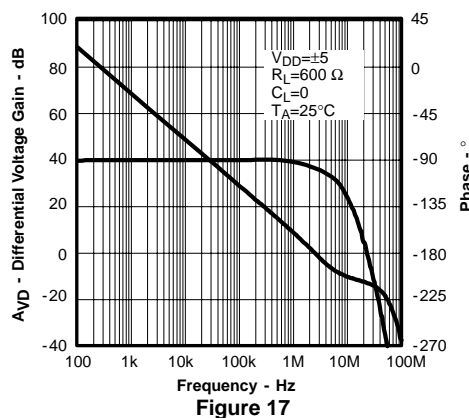
TYPICAL CHARACTERISTICS



DIFFERENTIAL VOLTAGE GAIN AND PHASE vs FREQUENCY



DIFFERENTIAL VOLTAGE GAIN AND PHASE vs FREQUENCY



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

PHASE MARGIN
vs
LOAD CAPACITANCE

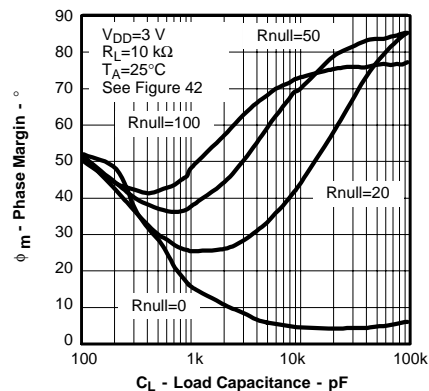


Figure 18

PHASE MARGIN
vs
LOAD CAPACITANCE

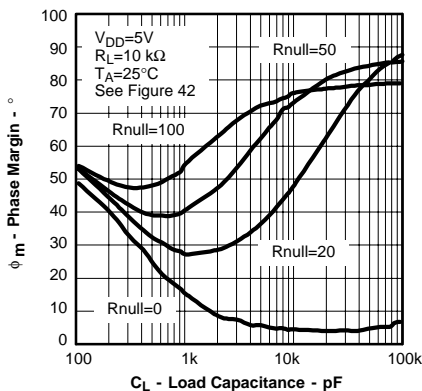


Figure 19

GAIN MARGIN
vs
LOAD CAPACITANCE

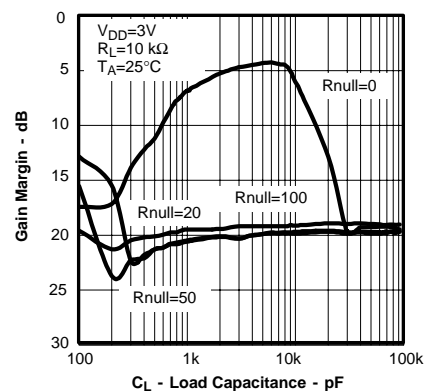


Figure 20

GAIN MARGIN
vs
LOAD CAPACITANCE

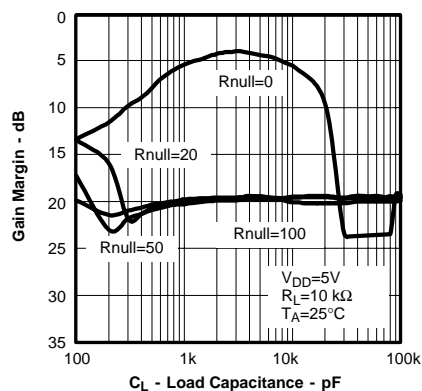


Figure 21

GAIN-BANDWIDTH PRODUCT
vs
SUPPLY VOLTAGE

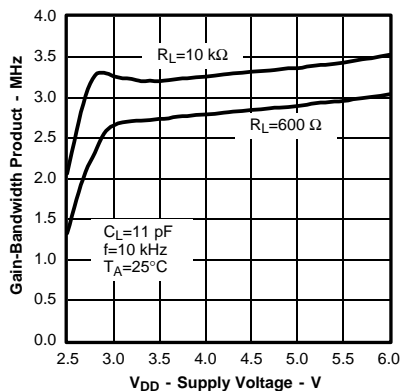


Figure 22

SLEW RATE
vs
SUPPLY VOLTAGE

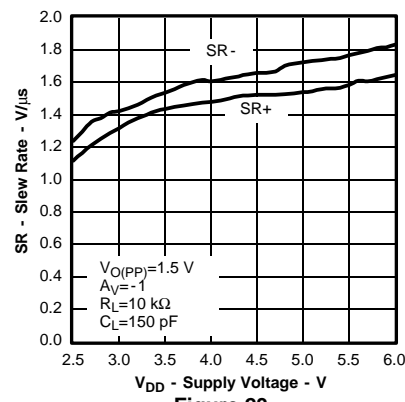


Figure 23

SLEW RATE
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

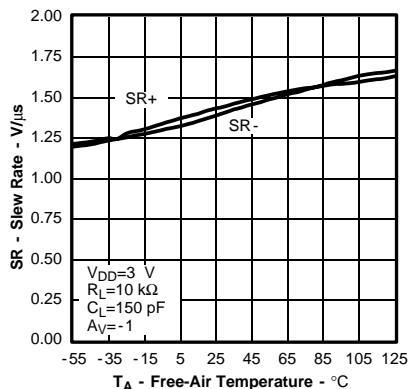


Figure 24

SLEW RATE
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

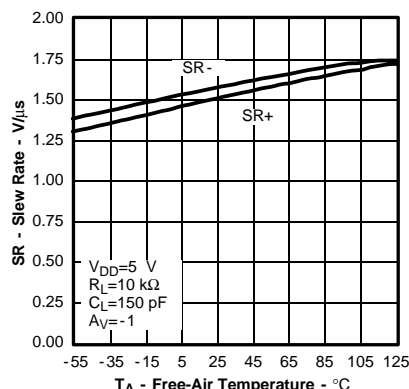


Figure 25



TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

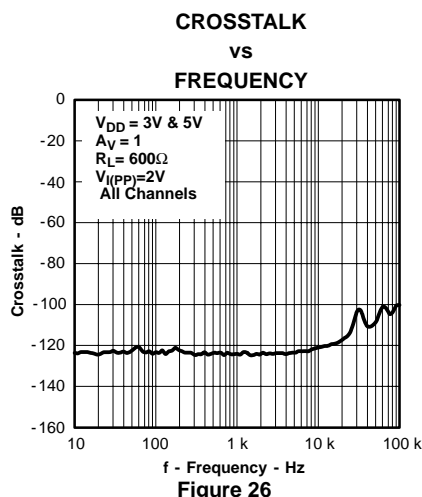


Figure 26

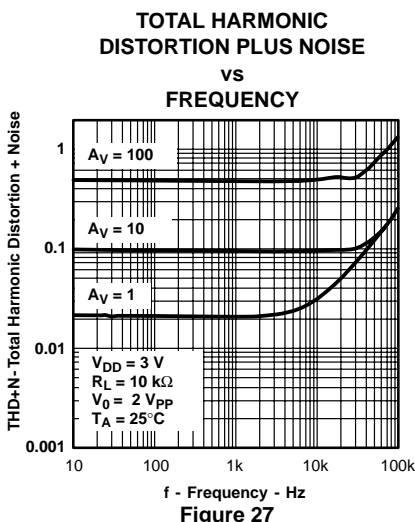


Figure 27

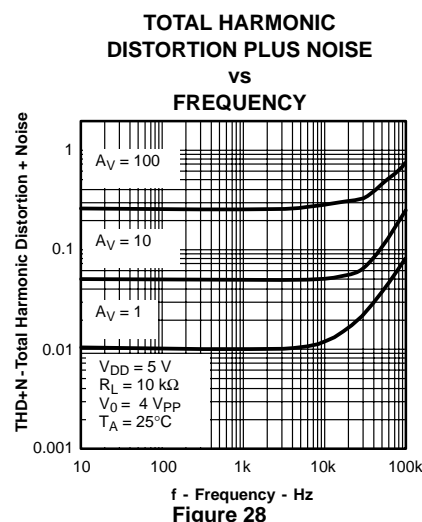


Figure 28

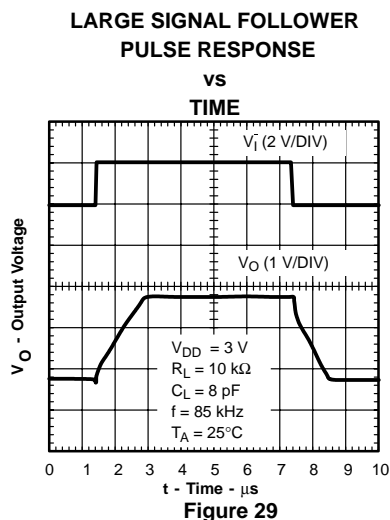


Figure 29

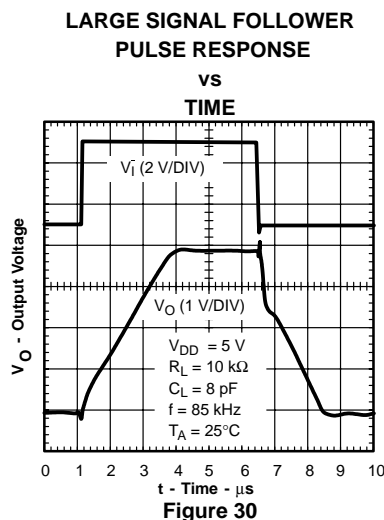


Figure 30

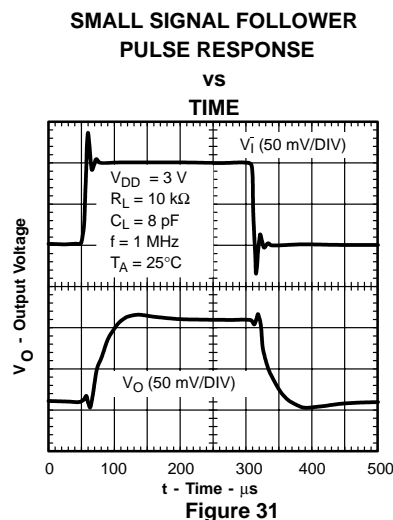


Figure 31

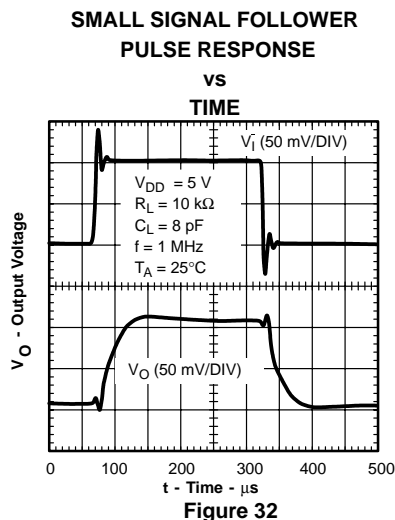


Figure 32

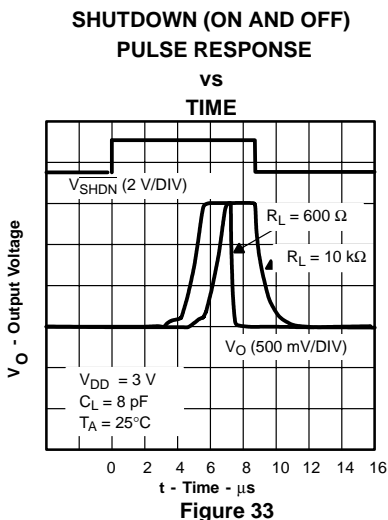


Figure 33

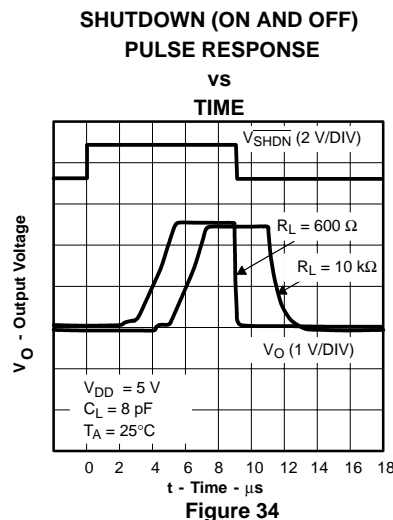


Figure 34

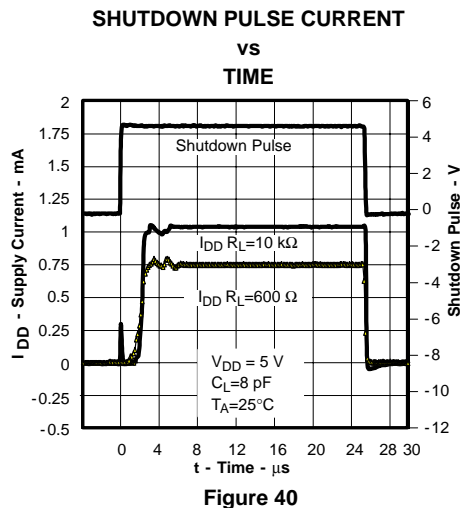
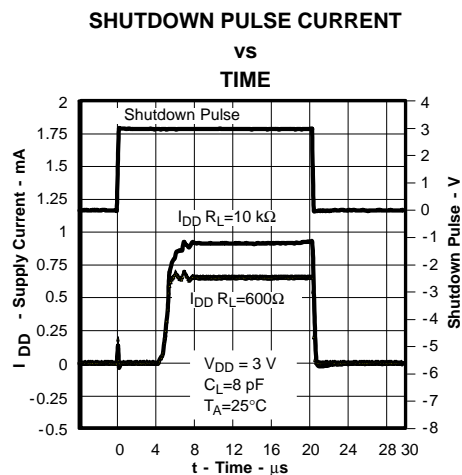
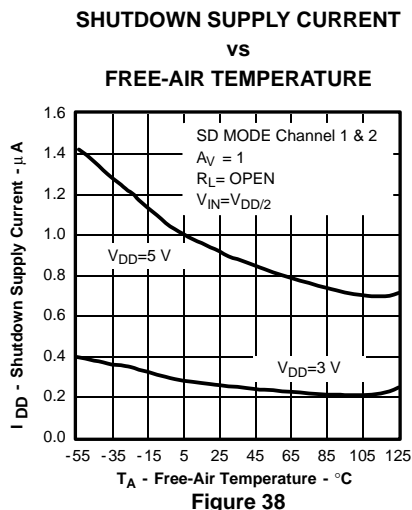
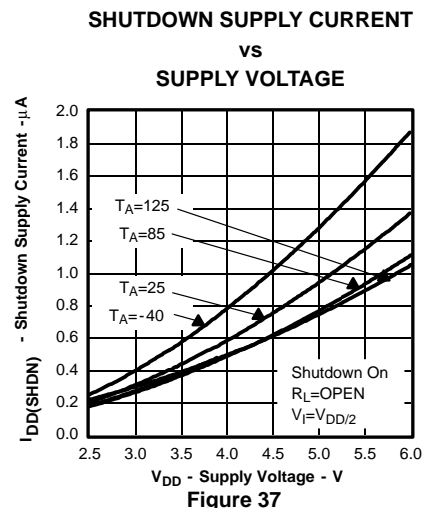
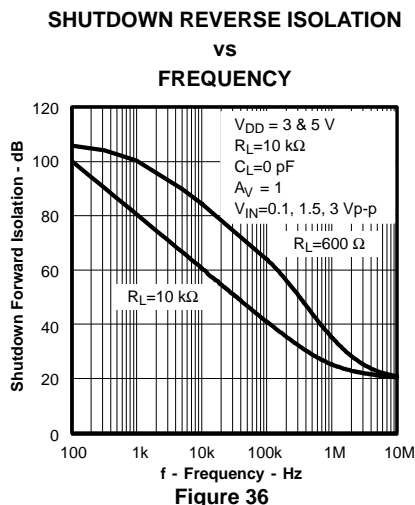
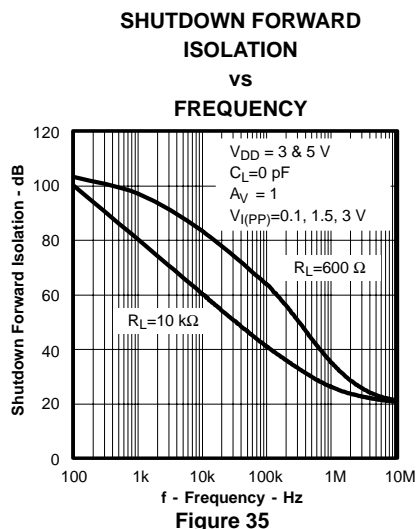
TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

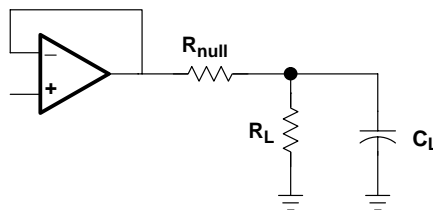


Figure 41

APPLICATION INFORMATION

driving a capacitive load

When the amplifier is configured in this manner, capacitive loading directly on the output will decrease the device's phase margin leading to high frequency ringing or oscillations. Therefore, for capacitive loads of greater than 10 pF, it is recommended that a resistor be placed in series (R_{NULL}) with the output of the amplifier, as shown in Figure 42. A minimum value of 20 Ω should work well for most applications.

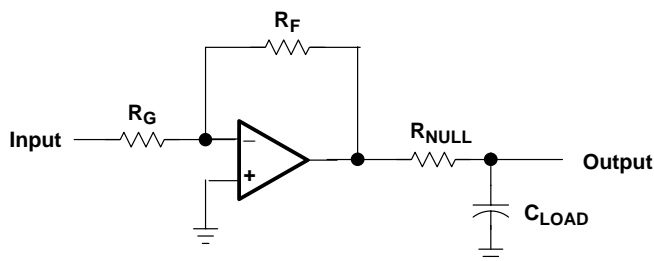


Figure 42. Driving a Capacitive Load

offset voltage

The output offset voltage, (V_{OO}) is the sum of the input offset voltage (V_{IO}) and both input bias currents (I_{IB}) times the corresponding gains. The following schematic and formula can be used to calculate the output offset voltage:

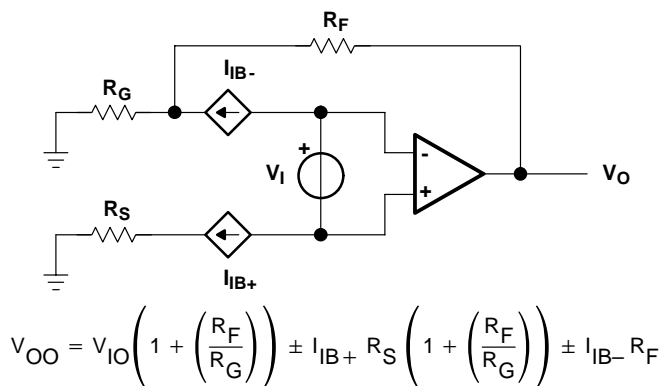


Figure 43. Output Offset Voltage Model

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

APPLICATION INFORMATION

general configurations

When receiving low-level signals, limiting the bandwidth of the incoming signals into the system is often required. The simplest way to accomplish this is to place an RC filter at the noninverting terminal of the amplifier (see Figure 44).

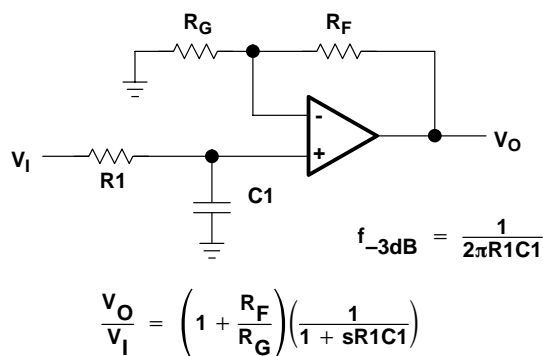


Figure 44. Single-Pole Low-Pass Filter

If even more attenuation is needed, a multiple pole filter is required. The Sallen-Key filter can be used for this task. For best results, the amplifier should have a bandwidth that is 8 to 10 times the filter frequency bandwidth. Failure to do this can result in phase shift of the amplifier.

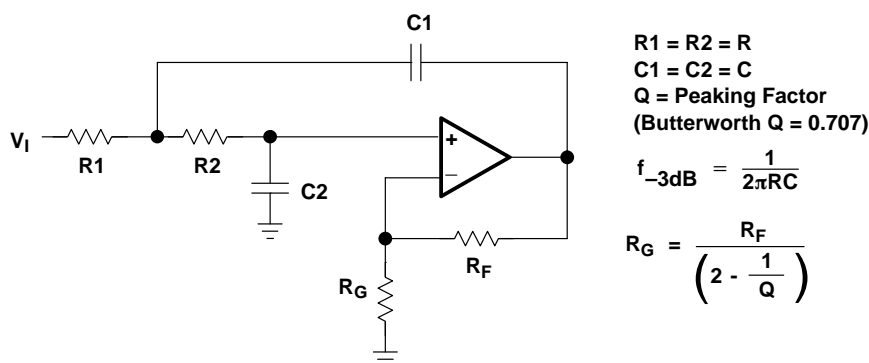


Figure 45. 2-Pole Low-Pass Sallen-Key Filter

shutdown function

Three members of the TLV247x family (TLV2470/3/5) have a shutdown terminal for conserving battery life in portable applications. When the shutdown terminal is tied low, the supply current is reduced to 350 nA/channel, the amplifier is disabled, and the outputs are placed in a high impedance mode. To enable the amplifier, the shutdown terminal can either be left floating or pulled high. When the shutdown terminal is left floating, care should be taken to ensure that parasitic leakage current at the shutdown terminal does not inadvertently place the operational amplifier into shutdown. The shutdown terminal threshold is always referenced to $V_{DD}/2$. Therefore, when operating the device with split supply voltages (e.g. ± 2.5 V), the shutdown terminal needs to be pulled to V_{DD-} (not GND) to disable the operational amplifier.

APPLICATION INFORMATION

shutdown function (continued)

The amplifier's output with a shutdown pulse is shown in Figures 33 and 34. The amplifier is powered with a single 5-V supply and configured as a noninverting configuration with a gain of 5. The amplifier turnon and turnoff times are measured from the 50% point of the shutdown pulse to the 50% point of the output waveform. The times for the single, dual, and quad are listed in the data tables.

Figures 35 and 36 show the amplifier's forward and reverse isolation in shutdown. The operational amplifier is powered by ± 1.35 -V supplies and configured as a voltage follower ($A_V = 1$). The isolation performance is plotted across frequency using 0.1- V_{PP} , 1.5- V_{PP} , and 2.5- V_{PP} input signals. During normal operation, the amplifier would not be able to handle a 2.5- V_{PP} input signal with a supply voltage of ± 1.35 V since it exceeds the common-mode input voltage range (V_{ICR}). However, this curve illustrates that the amplifier remains in shutdown even under a worst case scenario.

circuit layout considerations

To achieve the levels of high performance of the TLV247x, follow proper printed-circuit board design techniques. A general set of guidelines is given in the following.

- Ground planes - It is highly recommended that a ground plane be used on the board to provide all components with a low inductive ground connection. However, in the areas of the amplifier inputs and output, the ground plane can be removed to minimize the stray capacitance.
- Proper power supply decoupling - Use a 6.8- μ F tantalum capacitor in parallel with a 0.1- μ F ceramic capacitor on each supply terminal. It may be possible to share the tantalum among several amplifiers depending on the application, but a 0.1- μ F ceramic capacitor should always be used on the supply terminal of every amplifier. In addition, the 0.1- μ F capacitor should be placed as close as possible to the supply terminal. As this distance increases, the inductance in the connecting trace makes the capacitor less effective. The designer should strive for distances of less than 0.1 inches between the device power terminals and the ceramic capacitors.
- Sockets - Sockets can be used but are not recommended. The additional lead inductance in the socket pins will often lead to stability problems. Surface-mount packages soldered directly to the printed-circuit board is the best implementation.
- Short trace runs/compact part placements - Optimum high performance is achieved when stray series inductance has been minimized. To realize this, the circuit layout should be made as compact as possible, thereby minimizing the length of all trace runs. Particular attention should be paid to the inverting input of the amplifier. Its length should be kept as short as possible. This will help to minimize stray capacitance at the input of the amplifier.
- Surface-mount passive components - Using surface-mount passive components is recommended for high performance amplifier circuits for several reasons. First, because of the extremely low lead inductance of surface-mount components, the problem with stray series inductance is greatly reduced. Second, the small size of surface-mount components naturally leads to a more compact layout thereby minimizing both stray inductance and capacitance. If leaded components are used, it is recommended that the lead lengths be kept as short as possible.

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

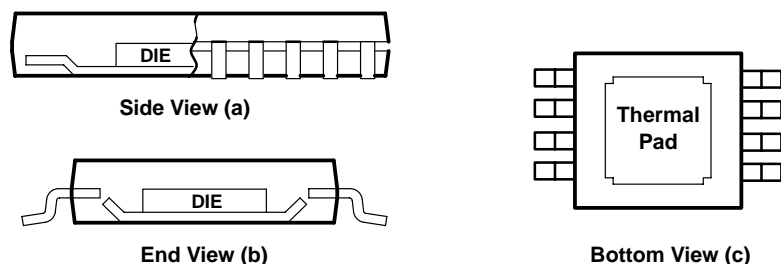
APPLICATION INFORMATION

general PowerPAD™ design considerations

The TLV247x is available in a thermally-enhanced PowerPAD family of packages. These packages are constructed using a downset leadframe upon which the die is mounted [see Figure 46(a) and Figure 46(b)]. This arrangement results in the lead frame being exposed as a thermal pad on the underside of the package [see Figure 46(c)]. Because this thermal pad has direct thermal contact with the die, excellent thermal performance can be achieved by providing a good thermal path away from the thermal pad.

The PowerPAD package allows for both assembly and thermal management in one manufacturing operation. During the surface-mount solder operation (when the leads are being soldered), the thermal pad can also be soldered to a copper area underneath the package. Through the use of thermal paths within this copper area, heat can be conducted away from the package into either a ground plane or other heat dissipating device.

The PowerPAD package represents a breakthrough in combining the small area and ease of assembly of surface mount with the, heretofore, awkward mechanical methods of heatsinking.



NOTE A: The thermal pad is electrically isolated from all terminals in the package.

Figure 46. Views of Thermally Enhanced DGN Package

Although there are many ways to properly heatsink the PowerPAD package, the following steps illustrate the recommended approach.

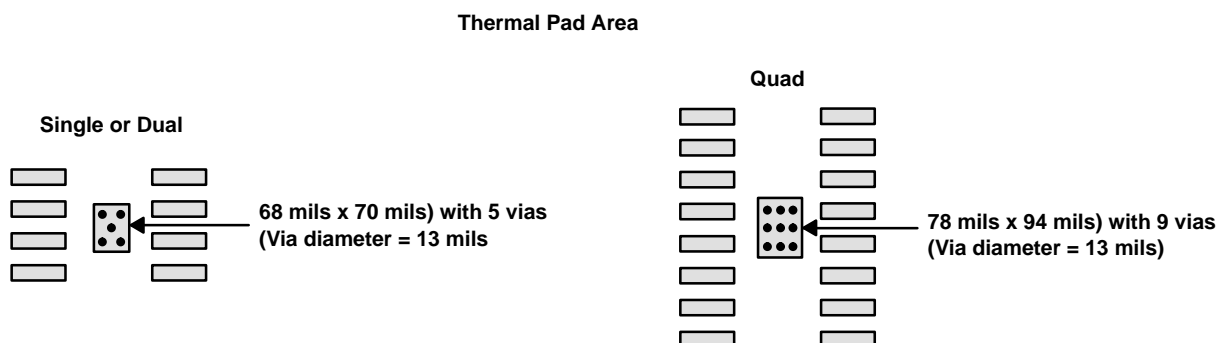


Figure 47. PowerPAD PCB Etch and Via Pattern

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments Incorporated.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

APPLICATION INFORMATION

general PowerPAD design considerations (continued)

1. Prepare the PCB with a top side etch pattern as shown in Figure 47. There should be etch for the leads as well as etch for the thermal pad.
2. Place five holes (dual) or nine holes (quad) in the area of the thermal pad. These holes should be 13 mils in diameter. Keep them small so that solder wicking through the holes is not a problem during reflow.
3. Additional vias may be placed anywhere along the thermal plane outside of the thermal pad area. This helps dissipate the heat generated by the TLV247x IC. These additional vias may be larger than the 13-mil diameter vias directly under the thermal pad. They can be larger because they are not in the thermal pad area to be soldered so that wicking is not a problem.
4. Connect all holes to the internal ground plane.
5. When connecting these holes to the ground plane, **do not** use the typical web or spoke via connection methodology. Web connections have a high thermal resistance connection that is useful for slowing the heat transfer during soldering operations. This makes the soldering of vias that have plane connections easier. In this application, however, low thermal resistance is desired for the most efficient heat transfer. Therefore, the holes under the TLV247x PowerPAD package should make their connection to the internal ground plane with a complete connection around the entire circumference of the plated-through hole.
6. The top-side solder mask should leave the terminals of the package and the thermal pad area with its five holes (dual) or nine holes (quad) exposed. The bottom-side solder mask should cover the five or nine holes of the thermal pad area. This prevents solder from being pulled away from the thermal pad area during the reflow process.
7. Apply solder paste to the exposed thermal pad area and all of the IC terminals.
8. With these preparatory steps in place, the TLV247x IC is simply placed in position and run through the solder reflow operation as any standard surface-mount component. This results in a part that is properly installed.

For a given θ_{JA} , the maximum power dissipation is shown in Figure 48 and is calculated by the following formula:

$$P_D = \left(\frac{T_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} \right)$$

Where:

P_D = Maximum power dissipation of TLV247x IC (watts)

T_{MAX} = Absolute maximum junction temperature (150°C)

T_A = Free-ambient air temperature (°C)

θ_{JA} = $\theta_{JC} + \theta_{CA}$

θ_{JC} = Thermal coefficient from junction to case

θ_{CA} = Thermal coefficient from case to ambient air (°C/W)

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

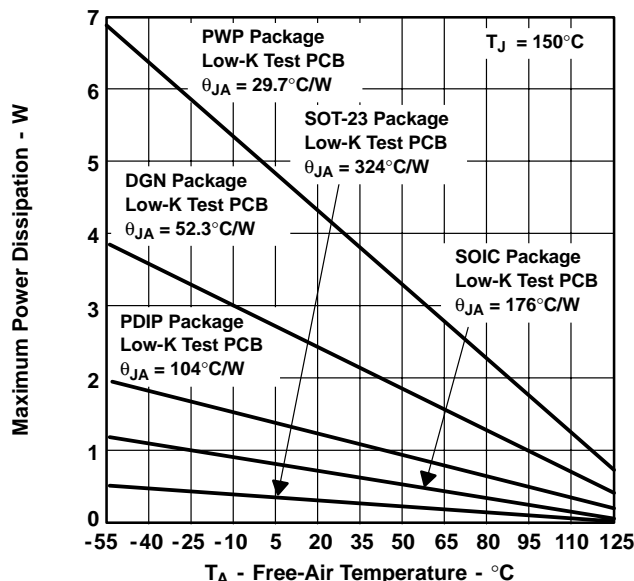
APPLICATION INFORMATION

general PowerPAD design considerations (continued)

MAXIMUM POWER DISSIPATION

VS

FREE-AIR TEMPERATURE



NOTE A: Results are with no air flow and using JEDEC Standard Low-K test PCB.

Figure 48. Maximum Power Dissipation vs Free-Air Temperature

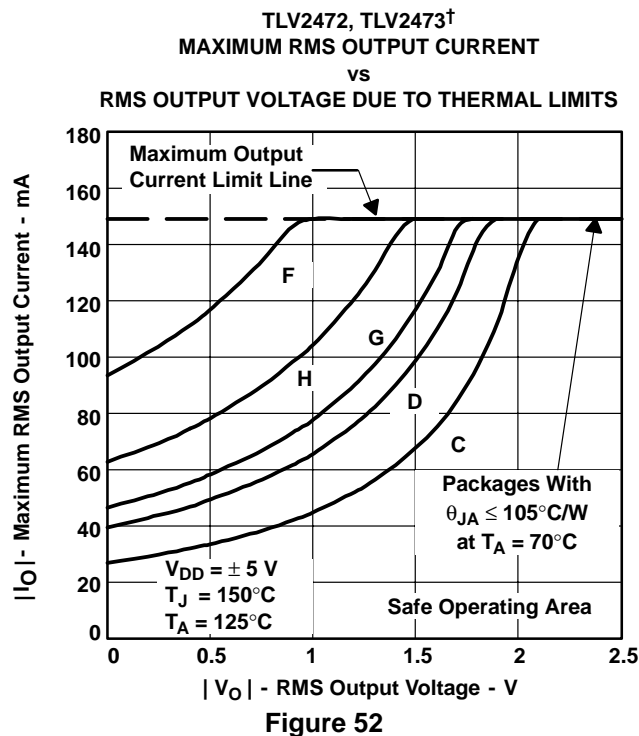
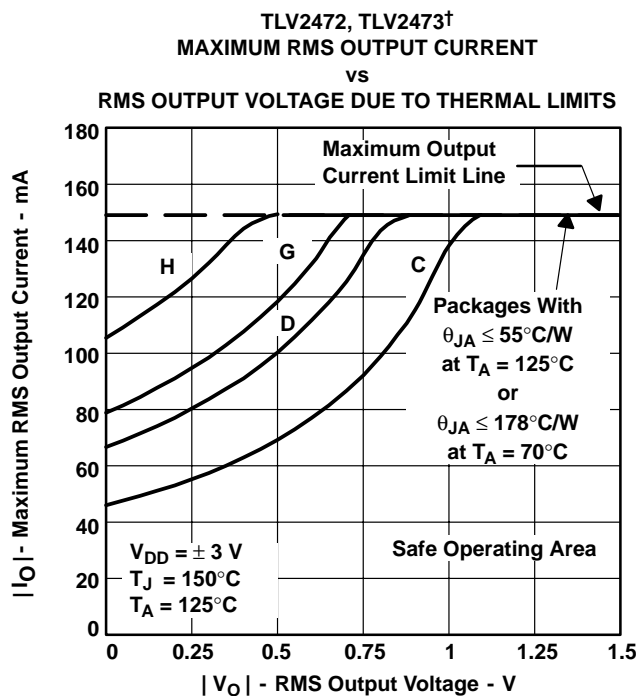
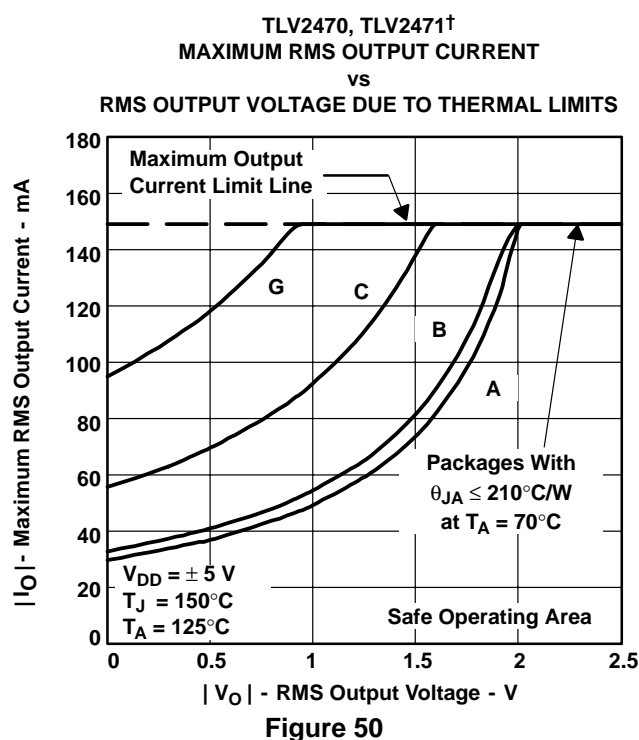
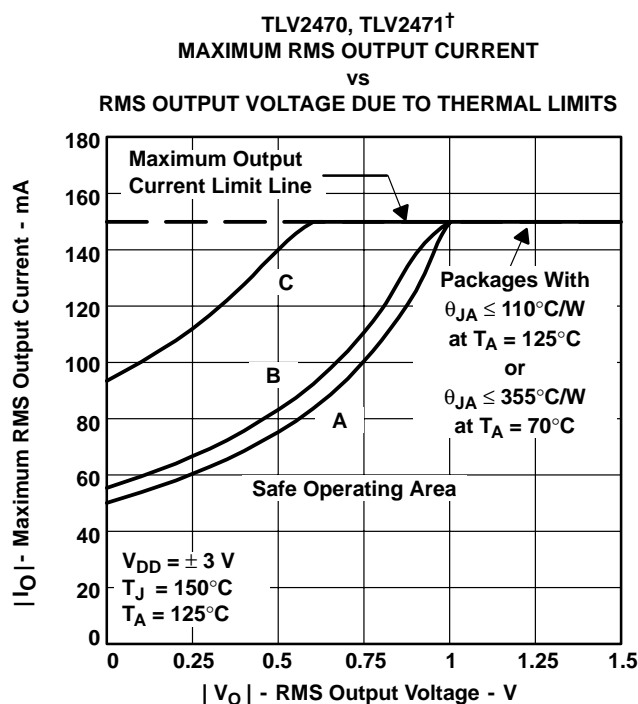
The next consideration is the package constraints. The two sources of heat within an amplifier are quiescent power and output power. The designer should never forget about the quiescent heat generated within the device, especially multi-amplifier devices. Because these devices have linear output stages (Class A-B), most of the heat dissipation is at low output voltages with high output currents. Figure 49 to Figure 54 show this effect, along with the quiescent heat, with an ambient air temperature of 70°C and 125°C. When using $V_{DD} = 3\text{ V}$, there is generally not a heat problem with an ambient air temperature of 70°C. But, when using $V_{DD} = 5\text{ V}$, the packages are severely limited in the amount of heat it can dissipate. The other key factor when looking at these graphs is how the devices are mounted on the PCB. The PowerPAD devices are extremely useful for heat dissipation. But, the device should always be soldered to a copper plane to fully use the heat dissipation properties of the PowerPAD. The SOIC package, on the other hand, is highly dependent on how it is mounted on the PCB. As more trace and copper area is placed around the device, θ_{JA} decreases and the heat dissipation capability increases. The currents and voltages shown in these graphs are for the total package. For the dual or quad amplifier packages, the sum of the RMS output currents and voltages should be used to choose the proper package.

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

APPLICATION INFORMATION

general PowerPAD design considerations (continued)



[†] A - SOT23(5); B - SOT23 (6); C - SOIC (8); D - SOIC (14); E - SOIC (16); F - MSOP PP (8); G - PDIP (8); H - PDIP (14); I - PDIP (16); J - TSSOP PP (14/16)

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA

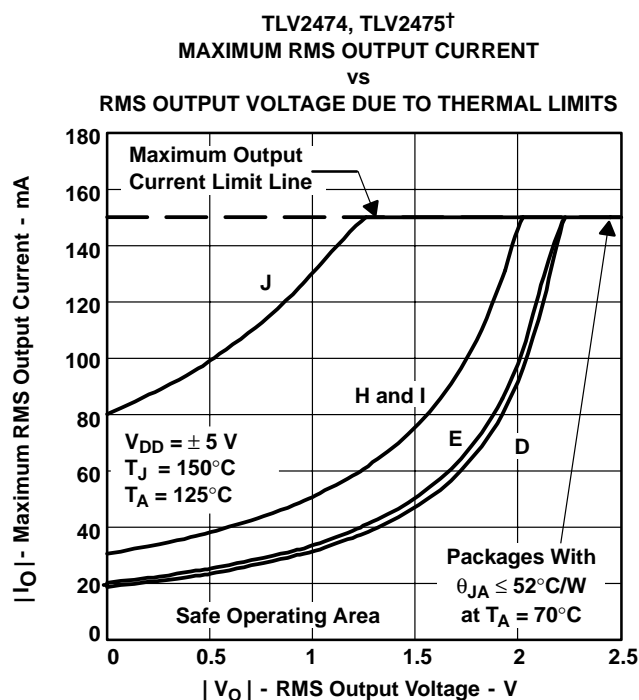
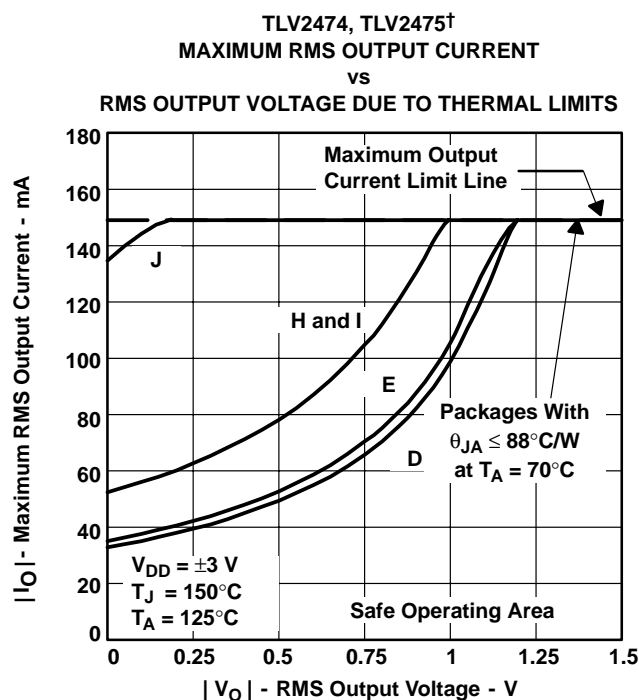
FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT

HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

APPLICATION INFORMATION

general PowerPAD design considerations (continued)



† A - SOT23(5); B - SOT23 (6); C - SOIC (8); D - SOIC (14); E - SOIC (16); F - MSOP PP (8); G - PDIP (8); H - PDIP (14); I - PDIP (16); J - TSSOP PP (14/16)

TLV2470, TLV2471, TLV2472, TLV2473, TLV2474, TLV2475, TLV247xA FAMILY OF 600- μ A/Ch 2.8-MHz RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT HIGH-DRIVE OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH SHUTDOWN

SLOS232C - JUNE 1999 - REVISED AUGUST 2003

APPLICATION INFORMATION

macromodel information

Macromodel information provided was derived using Microsim *Parts*™, the model generation software used with Microsim *PSpice*™. The Boyle macromodel (see Note 2) and subcircuit in Figure 55 are generated using the TLV247x typical electrical and operating characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Using this information, output simulations of the following key parameters can be generated to a tolerance of 20% (in most cases):

- Maximum positive output voltage swing
- Maximum negative output voltage swing
- Slew rate
- Quiescent power dissipation
- Input bias current
- Open-loop voltage amplification
- Unity-gain frequency
- Common-mode rejection ratio
- Phase margin
- DC output resistance
- AC output resistance
- Short-circuit output current limit

NOTE 1: G. R. Boyle, B. M. Cohn, D. O. Pederson, and J. E. Solomon, "Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, SC-9, 353 (1974).

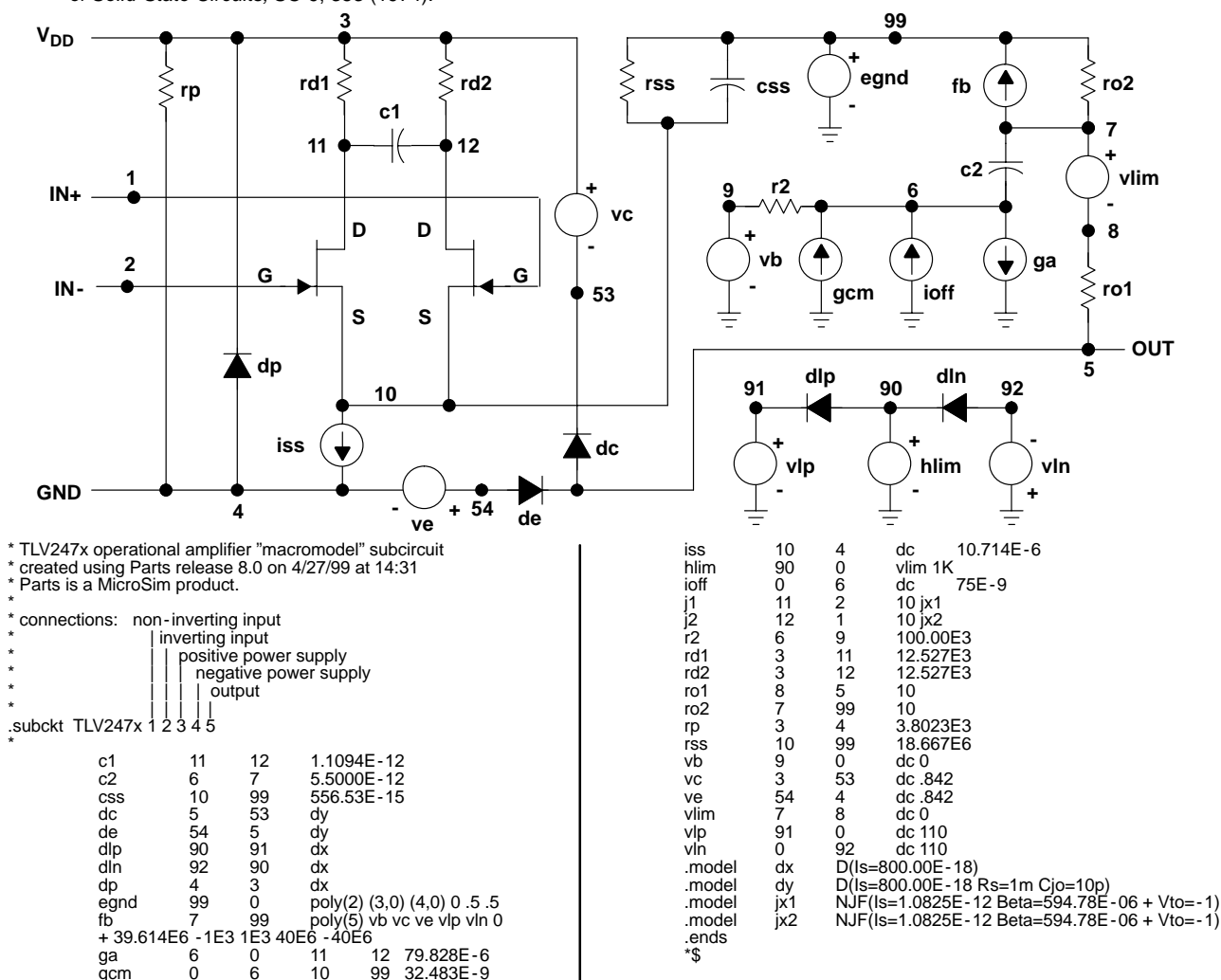


Figure 55. Boyle Macromodel and Subcircuit

PSpice and Parts are trademarks of MicroSim Corporation.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2470AID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470AIDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470AIDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470AIDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470AIP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2470AIPe4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2470CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2470CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2470ID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2470IP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2470IPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471AID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2471AIDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471AIDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471AIP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471AIPe4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471ID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2471IP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2471IPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472AID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472AIDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472AIDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472AIDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2472AIP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472AIPe4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CDGN	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CDGNR	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CDGNRG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472ID	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDGN	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDGNG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDGNR	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDGNRG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGN	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2472IP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2472IPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2473AID	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473AIDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473AIN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2473AINE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2473CD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473CDGQ	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473CDGQR	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473CDGQRG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473CDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473ID	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IDGQ	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IDGQG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	80	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IDGQR	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IDGQRG4	ACTIVE	MSOP-Power PAD	DGQ	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2473IN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2473INE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2474AID	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474AIDG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474AIDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474AIDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474AIN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474AINE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474AIPWP	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474AIPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2474AIPWPRG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474AIPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474CD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474CDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474CN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474CNE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474CPWP	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474CPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474CPWPRG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474ID	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474IDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474IDRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2474IN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474INE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPD	Level-NC-NC-NC
TLV2474IPWP	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474IPWPG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474IPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2474IPWPRG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475AIDR	ACTIVE	SOIC	D	16	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2475AIN	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475AINE4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475AIPWP	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475AIPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475AIPWPRG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475CD	ACTIVE	SOIC	D	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TLV2475CDR	ACTIVE	SOIC	D	16	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2475CN	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475CNE4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475CPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475IDR	ACTIVE	SOIC	D	16	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TLV2475IN	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475INE4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
TLV2475IPWPR	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TLV2475IPWPRG4	ACTIVE	HTSSOP	PWP	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS) or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

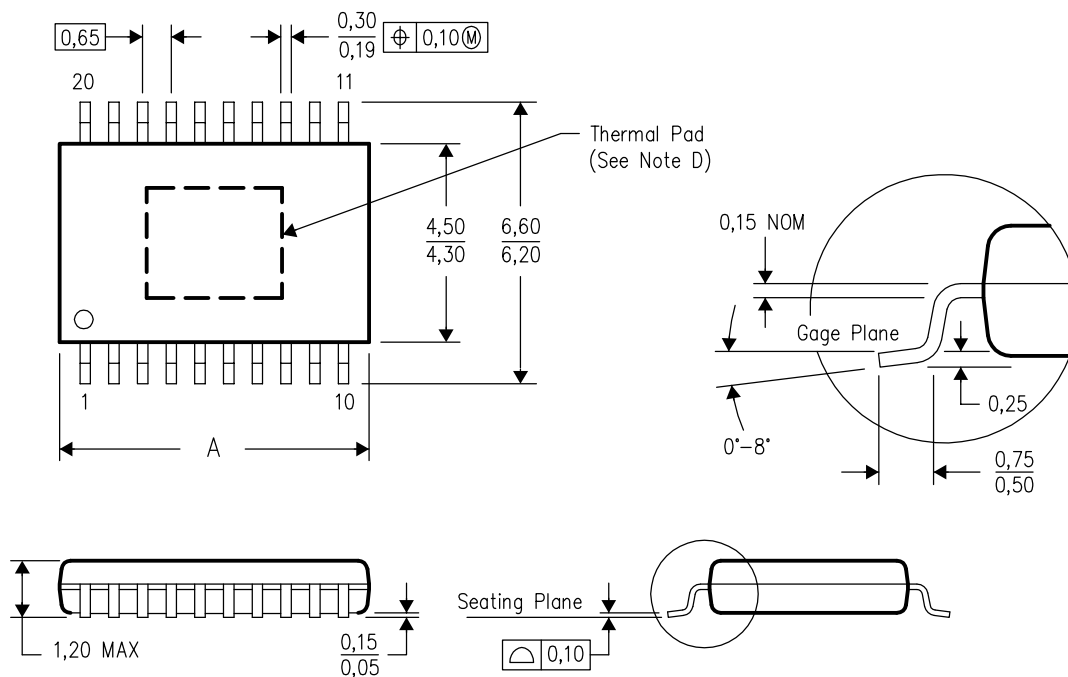
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

PWP (R-PDSO-G**)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

20 PIN SHOWN



PINS **	14	16	20	24	28
DIM					
A MAX	5,10	5,10	6,60	7,90	9,80
A MIN	4,90	4,90	6,40	7,70	9,60

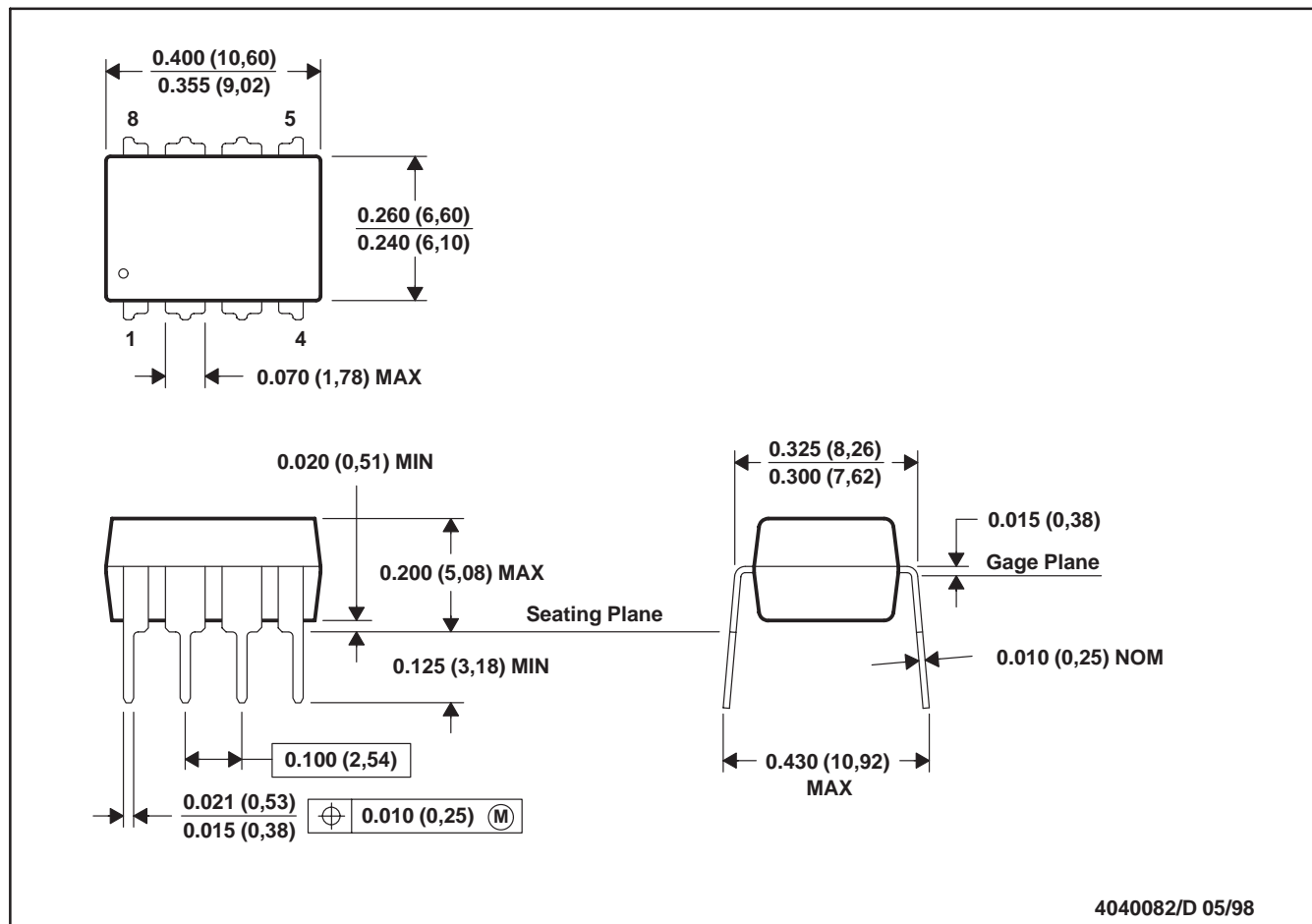
4073225/G 08/03

- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusions.
 - This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. Refer to Technical Brief, PowerPad Thermally Enhanced Package, Texas Instruments Literature No. SLMA002 for information regarding recommended board layout. This document is available at www.ti.com <<http://www.ti.com>>.
 - Falls within JEDEC MO-153

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE



NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Falls within JEDEC MS-001

For the latest package information, go to http://www.ti.com/sc/docs/package/pkg_info.htm

N (R-PDIP-T**)

16 PINS SHOWN

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



PINS **	14	16	18	20
DIM				
A MAX	0.775 (19,69)	0.775 (19,69)	0.920 (23,37)	1.060 (26,92)
A MIN	0.745 (18,92)	0.745 (18,92)	0.850 (21,59)	0.940 (23,88)
MS-001 VARIATION	AA	BB	AC	AD



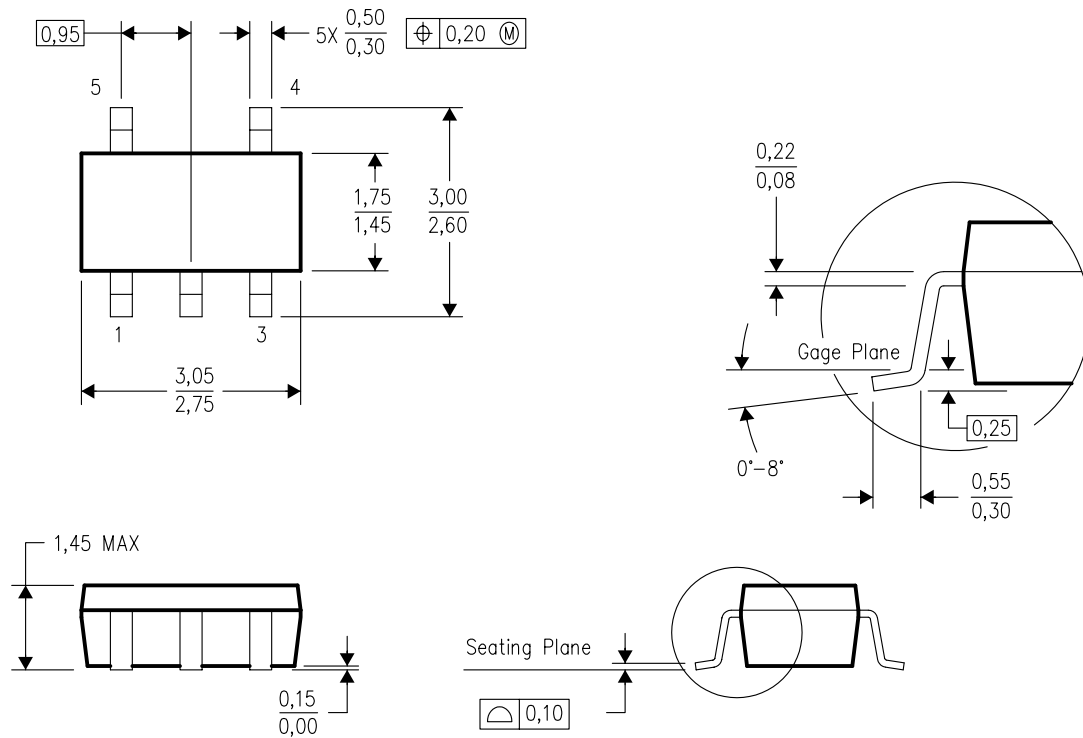
14/18 Pin Only
20 Pin vendor option

4040049/E 12/2002

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

DBV (R-PDSO-G5)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

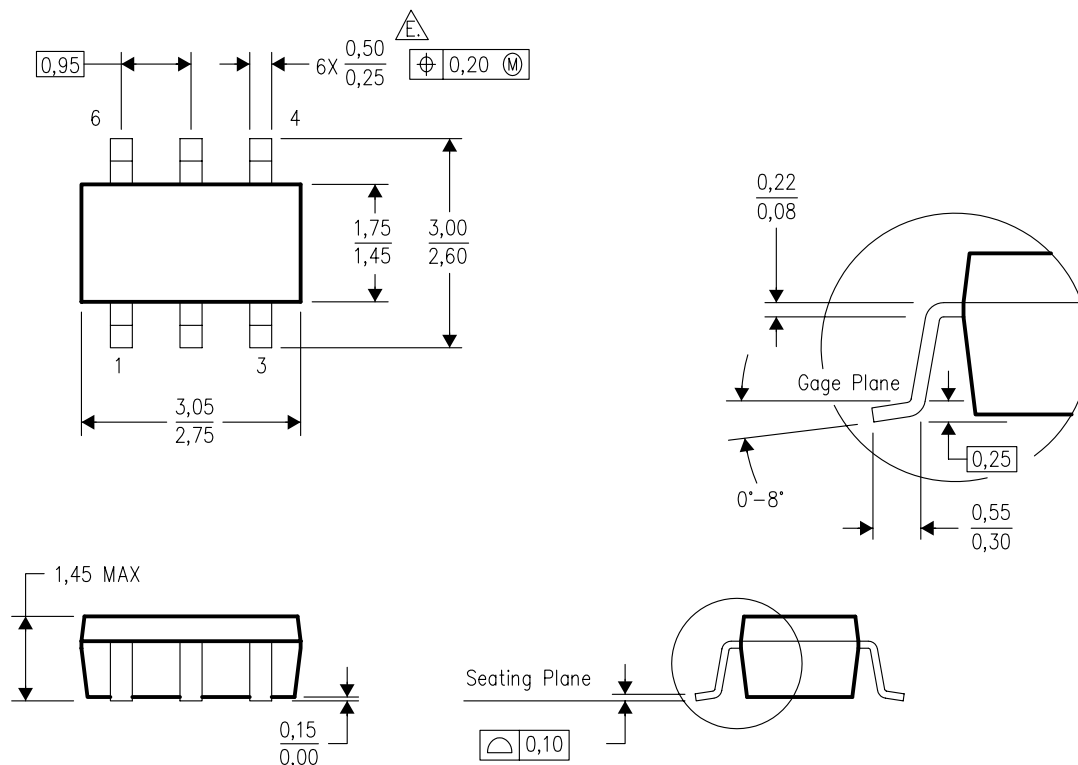


4073253-4/J 10/2005


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion. Mold flash and protrusion shall not exceed 0.15 per side.
 - D. Falls within JEDEC MO-178 Variation AA.

DBV (R-PDSO-G6)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

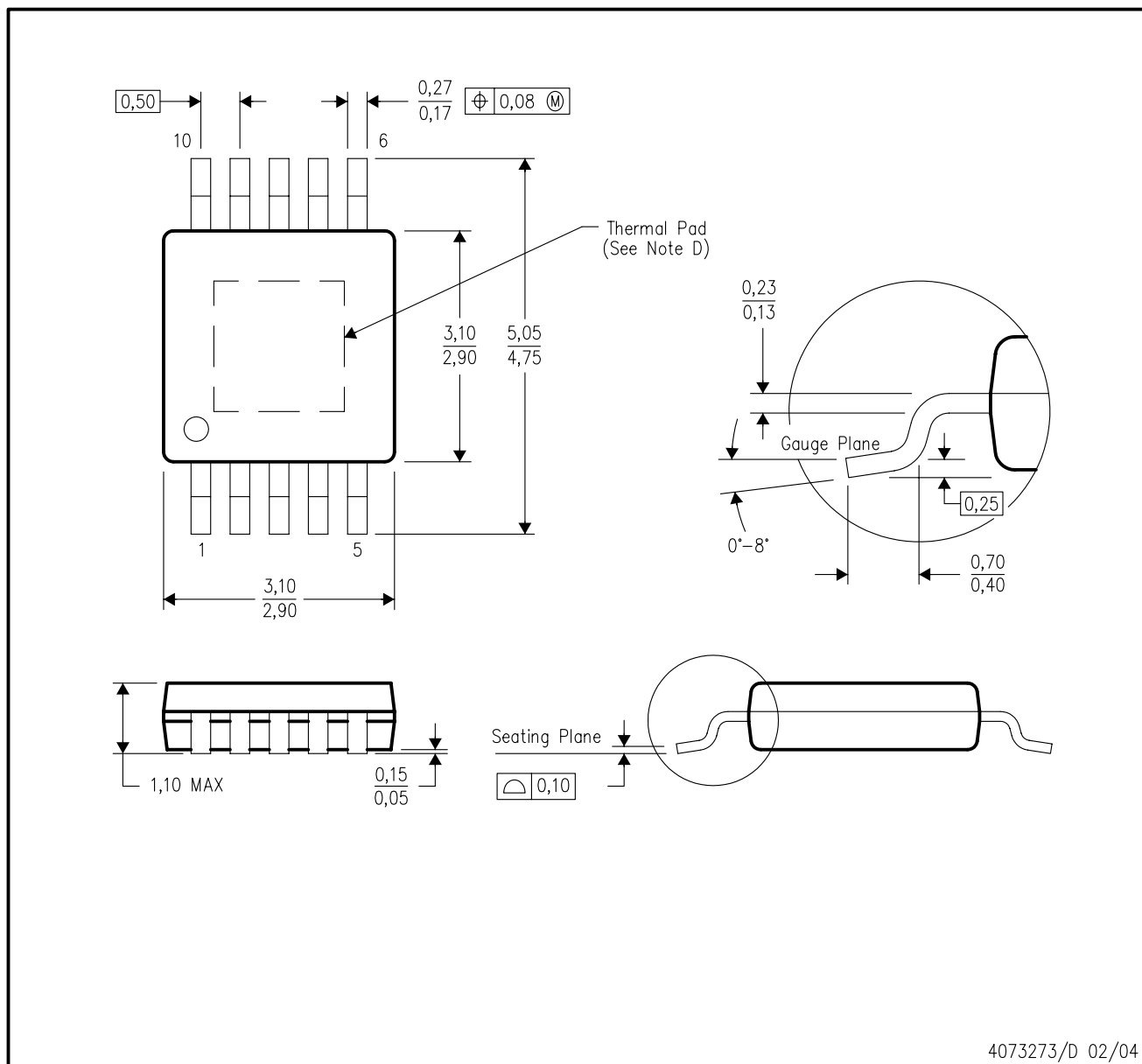


4073253-5/J 10/2005

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion. Mold flash and protrusion shall not exceed 0.15 per side.
 - D. Leads 1,2,3 may be wider than leads 4,5,6 for package orientation.
-  Falls within JEDEC MO-178 Variation AB, except minimum lead width.

DGQ (S-PDSO-G10)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

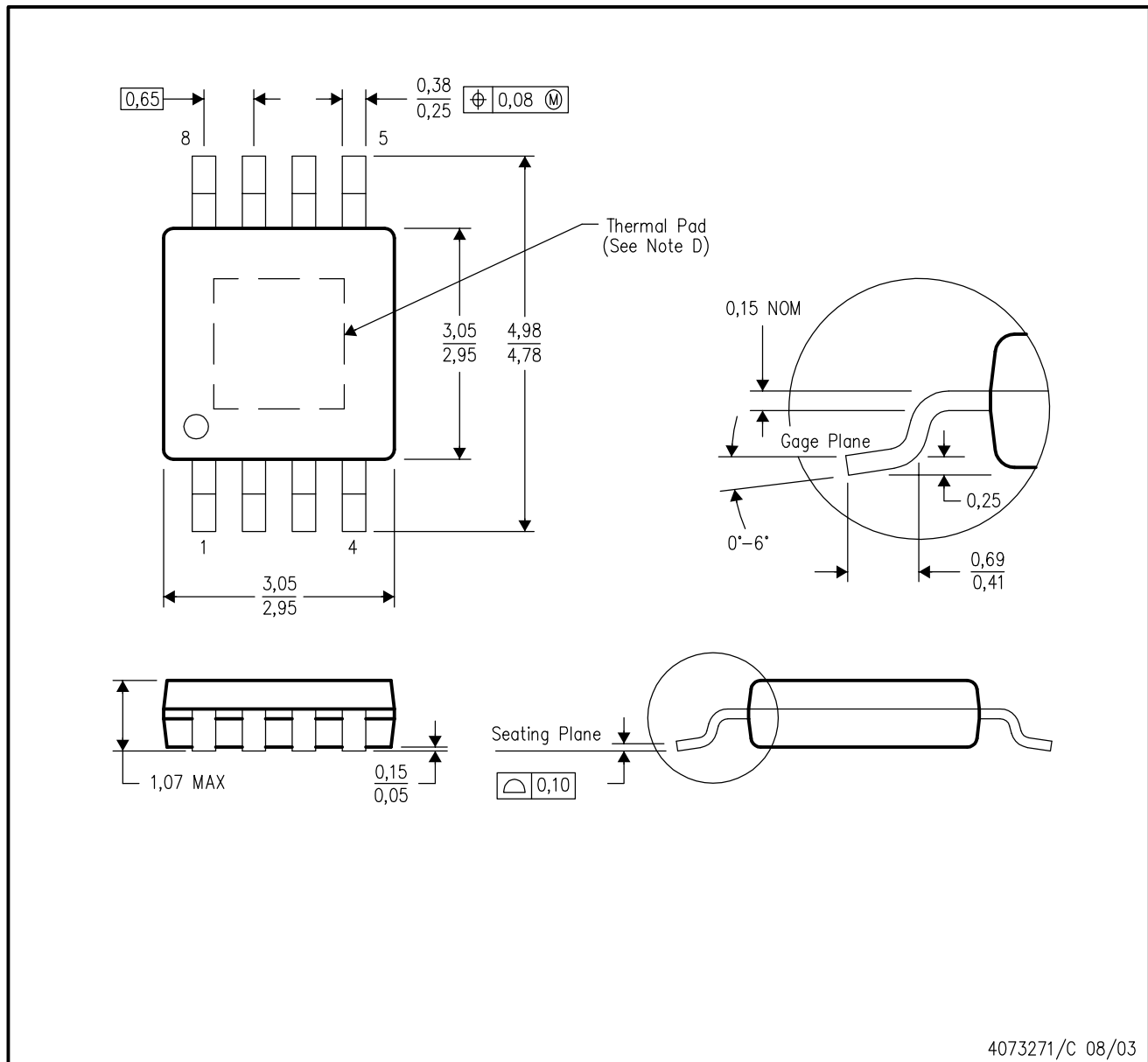


- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
 - This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. Refer to Technical Brief, PowerPad Thermally Enhanced Package, Texas Instruments Literature No. SLMA002 for information regarding recommended board layout. This document is available at www.ti.com <<http://www.ti.com>>.
 - Falls within JEDEC MO-187 variation BA-T.

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

DGN (S-PDSO-G8)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

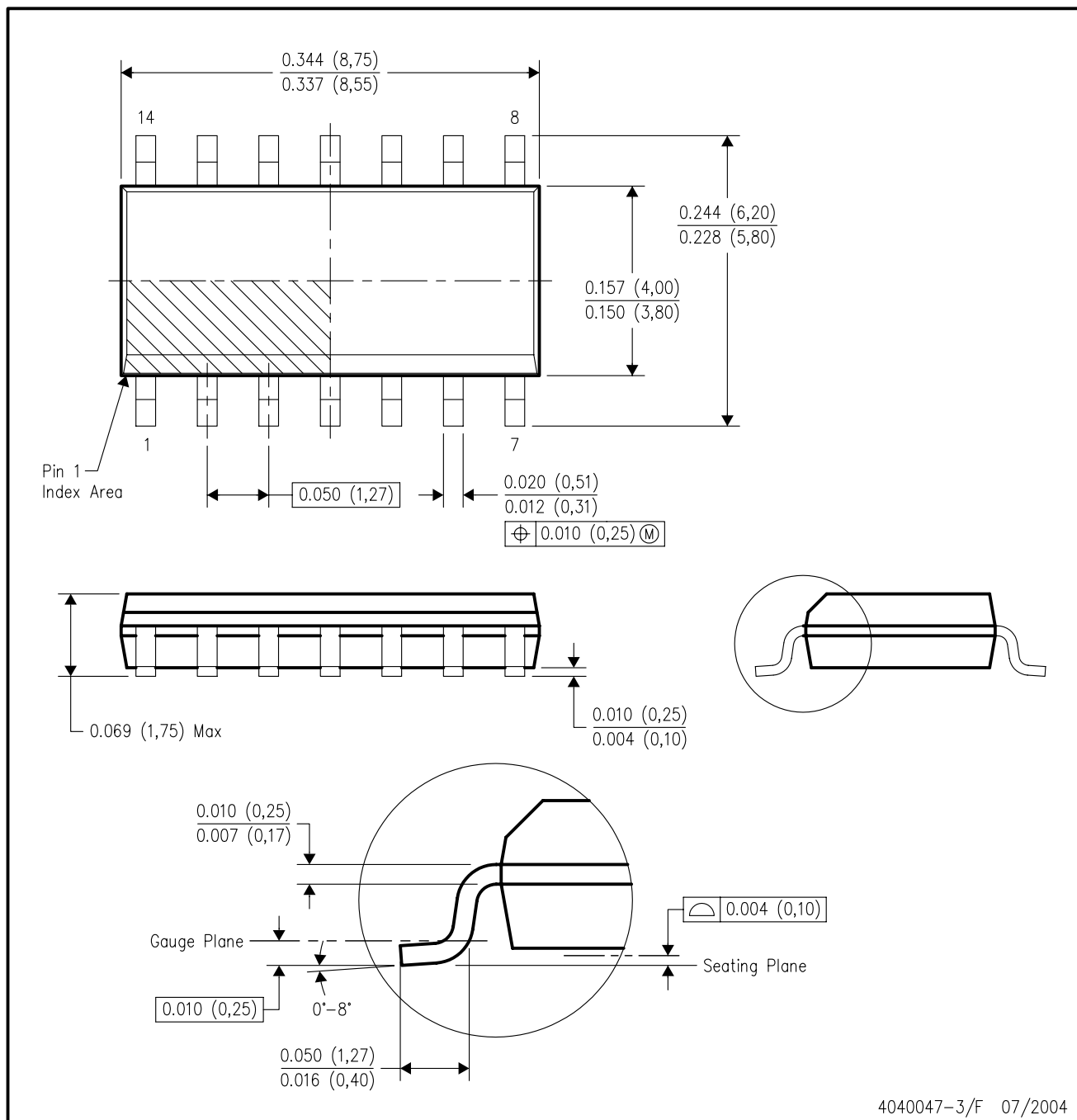


- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
 - This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. Refer to Technical Brief, PowerPad Thermally Enhanced Package, Texas Instruments Literature No. SLMA002 for information regarding recommended board layout. This document is available at www.ti.com <<http://www.ti.com>>.
 - Falls within JEDEC MO-187

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

D (R-PDSO-G14)

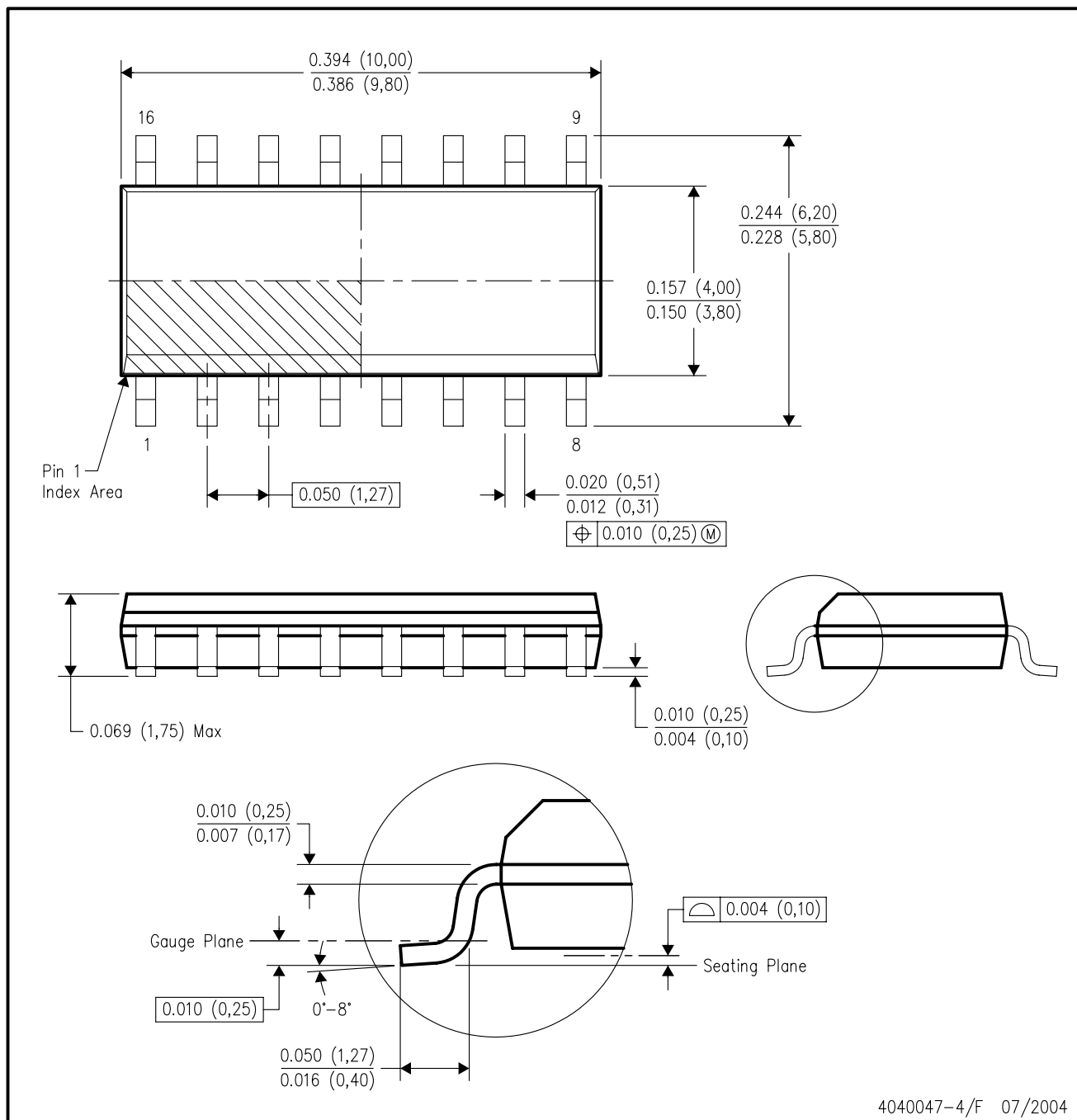
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



4040047-3/F 07/2004

D (R-PDSO-G16)

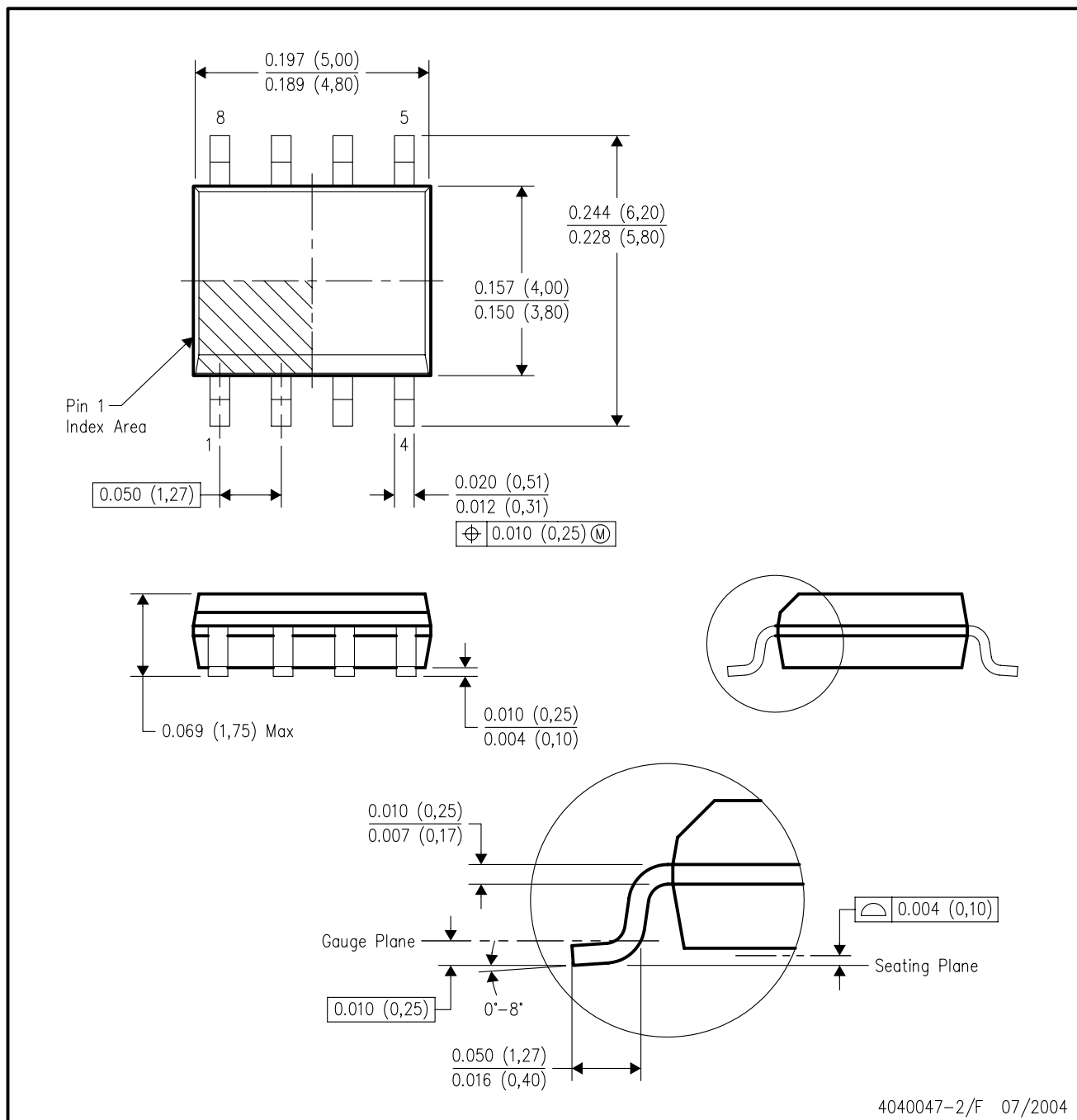
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



4040047-4/F 07/2004

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



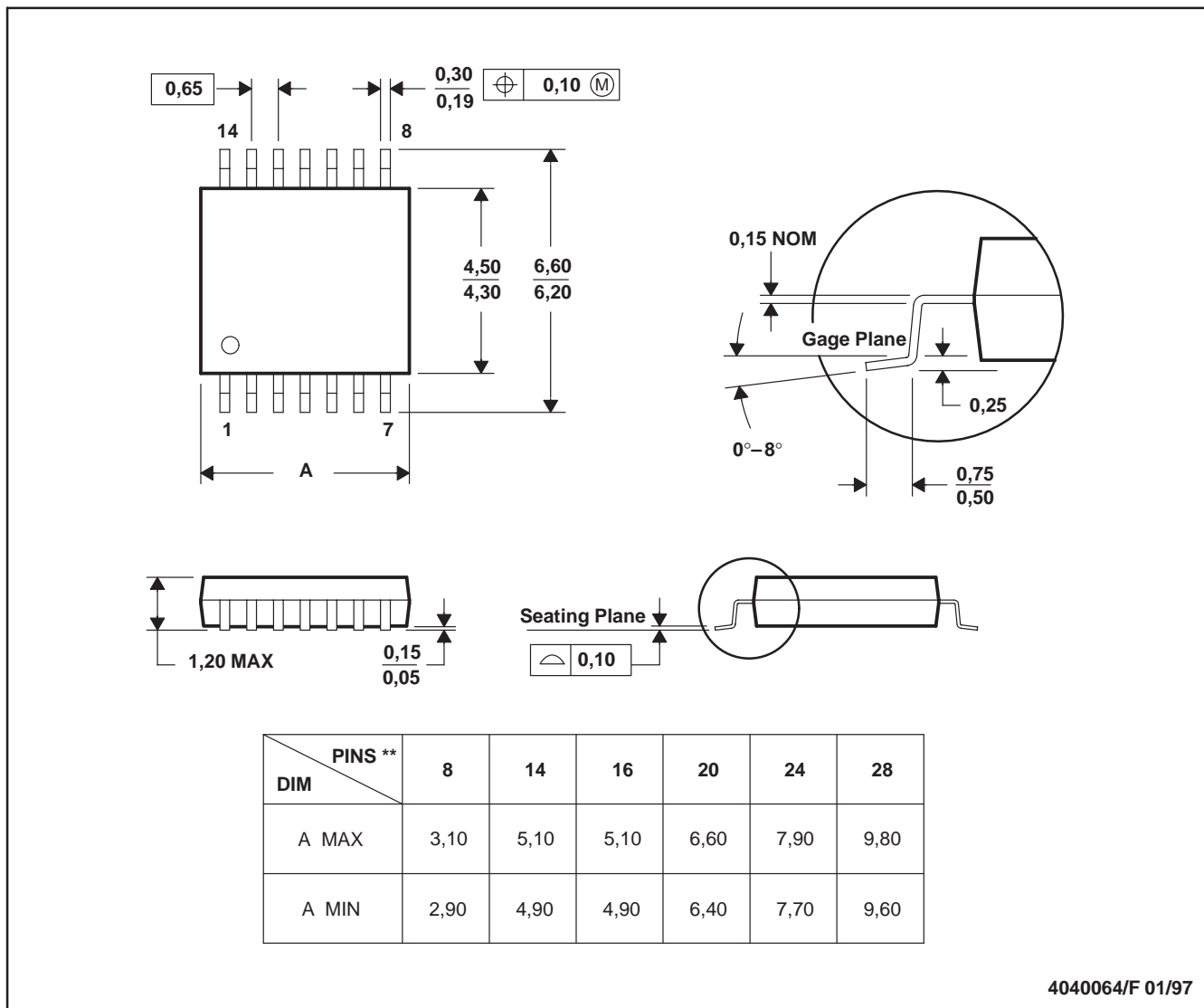
NOTES:

- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
- B. This drawing is subject to change without notice.
- C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
- D. Falls within JEDEC MS-012 variation AA.

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
		Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

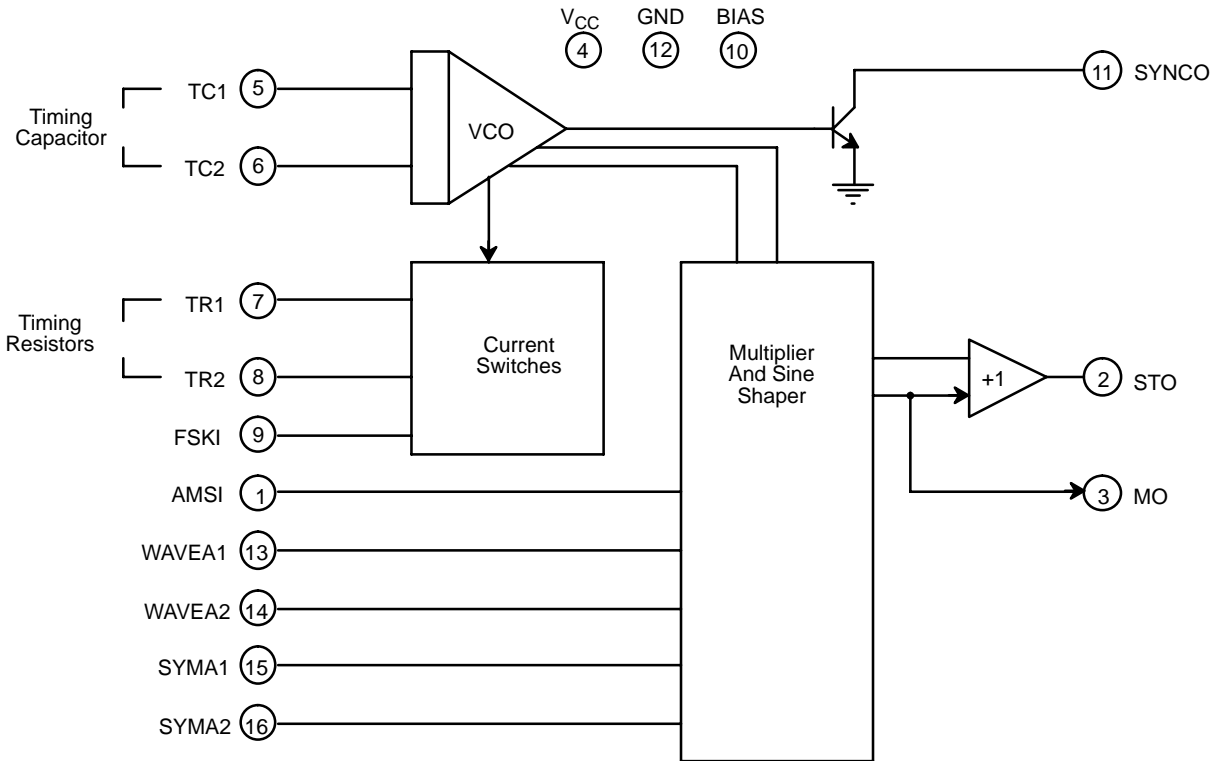
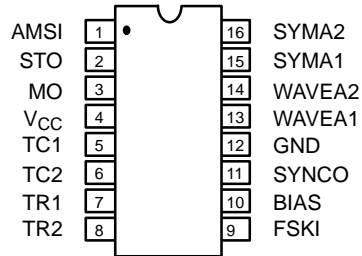
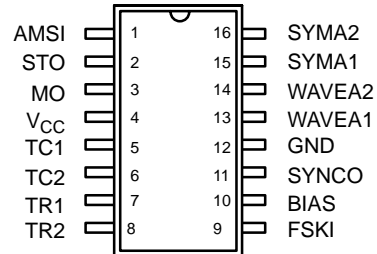


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	$R_1 \geq 10k\Omega$
Split-Supply Voltage	±5		±13	±5		±13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	C = 1000pF, R ₁ = 1kΩ
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	C = 50μF, R ₁ = 2MΩ
Frequency Accuracy		±1	±4		±2		% of f ₀	f ₀ = 1/R ₁ C
Temperature Stability		±10	±50		±20		ppm/°C	0°C ≤ T _A ≤ 70°C
Frequency								R ₁ = R ₂ = 20kΩ
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/°C	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	V _{LOW} = 10V, V _{HIGH} = 20V, R ₁ = R ₂ = 20kΩ
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		f _H = f _L	f _H @ R ₁ = 1kΩ f _L @ R ₁ = 2MΩ
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	f _L = 1kHz, f _H = 10kHz
1000:1 Sweep		8			8		%	f _L = 100Hz, f _H = 100kHz
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	Figure 5
Timing Resistors: R ₁ & R ₂	1		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output ¹								Figure 3
Triangle Amplitude	40	160	80		160		mV/kΩ	Figure 2, S ₁ Open
Sine Wave Amplitude		60			60		mV/kΩ	Figure 2, S ₁ Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5	1.0		2.5	1.5	%	R ₁ = 30kΩ
With Adjustment		0.4			0.5		%	See Figure 7 and Figure 8

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See *Figure 3*.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	For 95% modulation
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I _L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	V _{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply 26V
 Power Dissipation 750mW
 Derate Above 25°C 5mW/°C

Total Timing Current 6mA
 Storage Temperature -65°C to +150°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

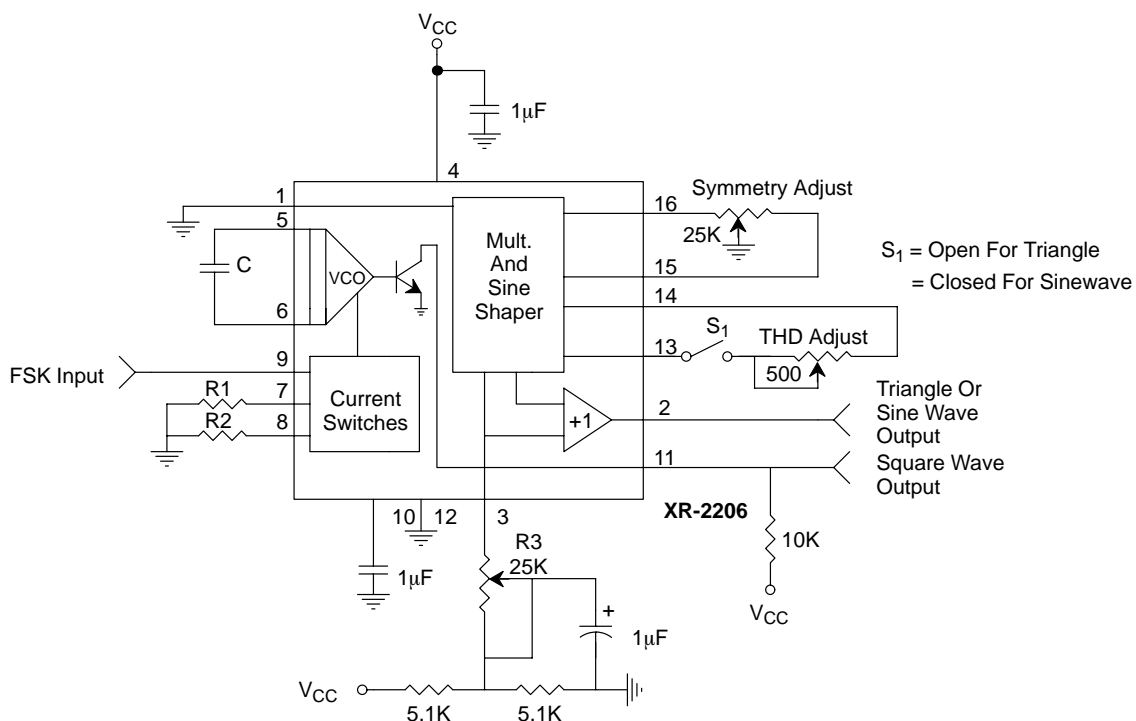


Figure 2. Basic Test Circuit

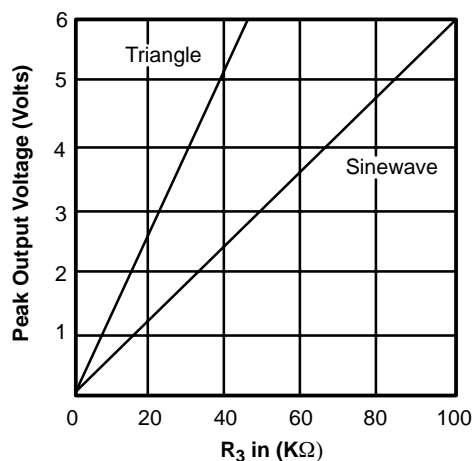


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3

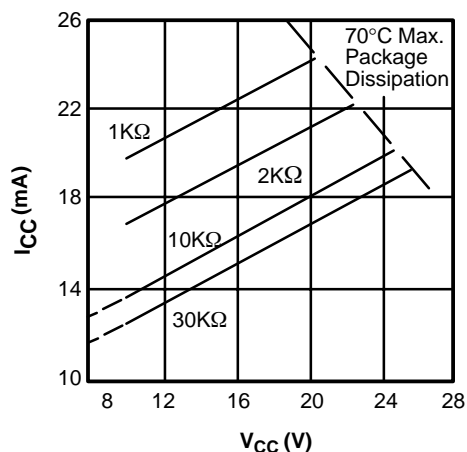


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

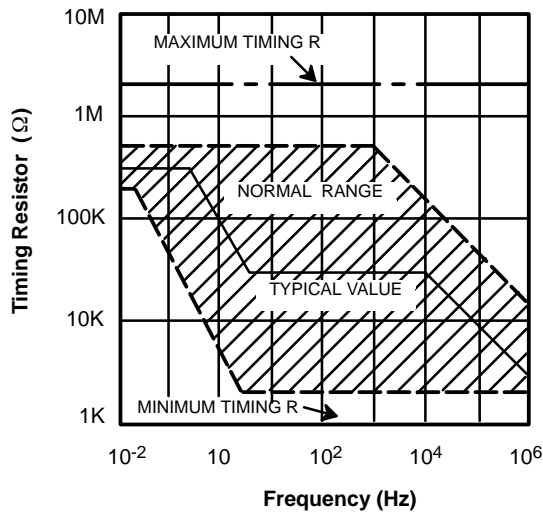


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

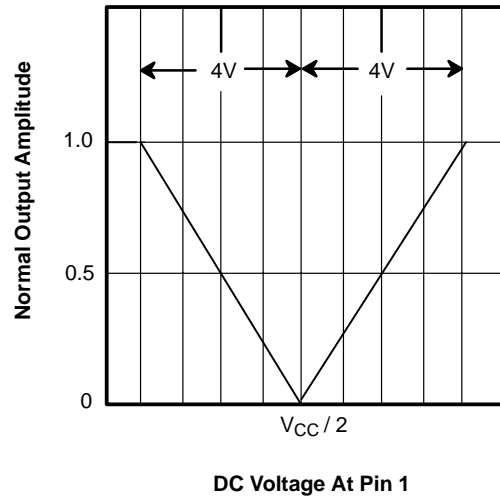


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

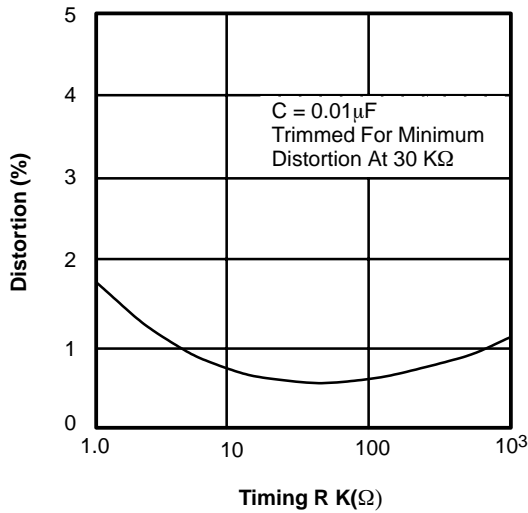


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

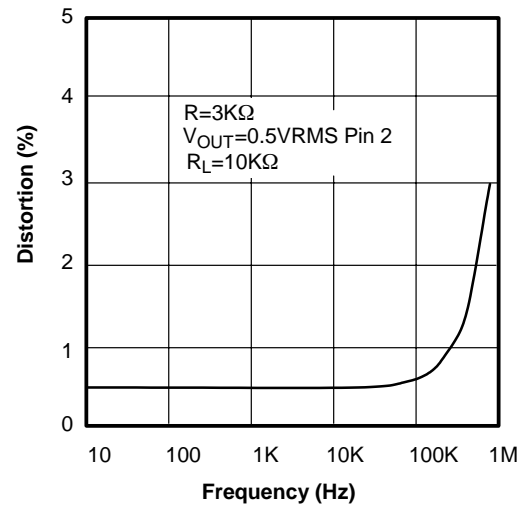


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

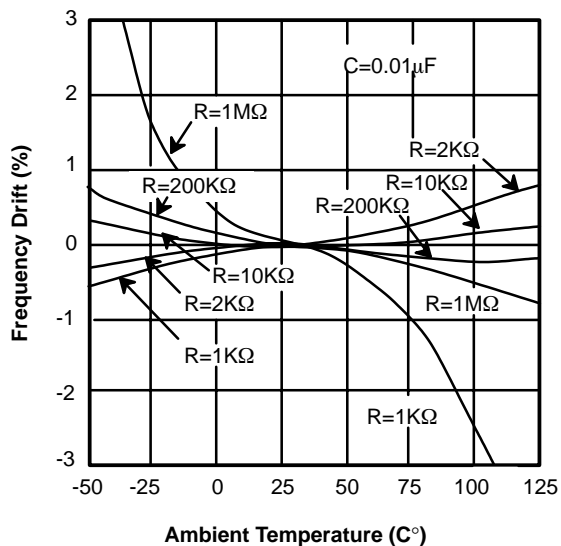


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

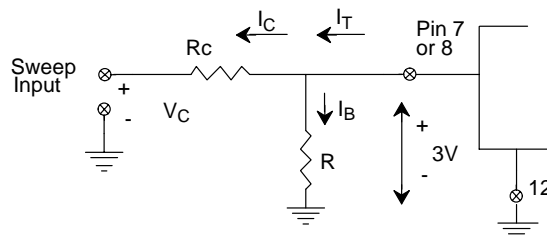


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

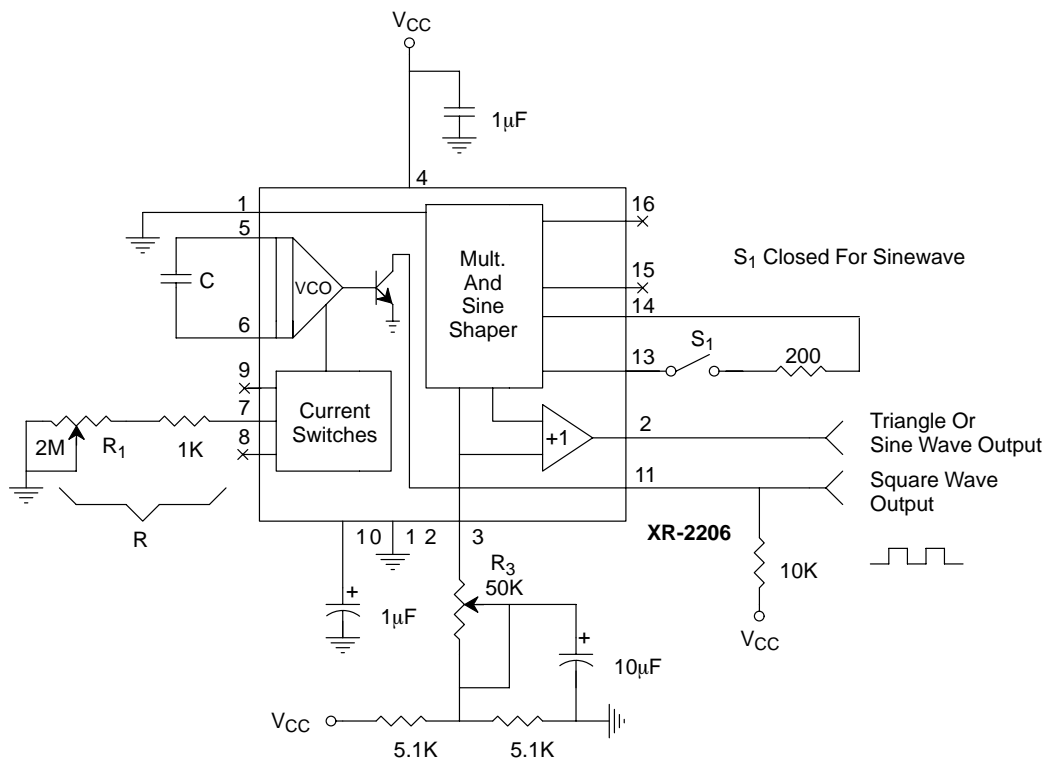


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment.
(See Figure 3 for Choice of R_3)

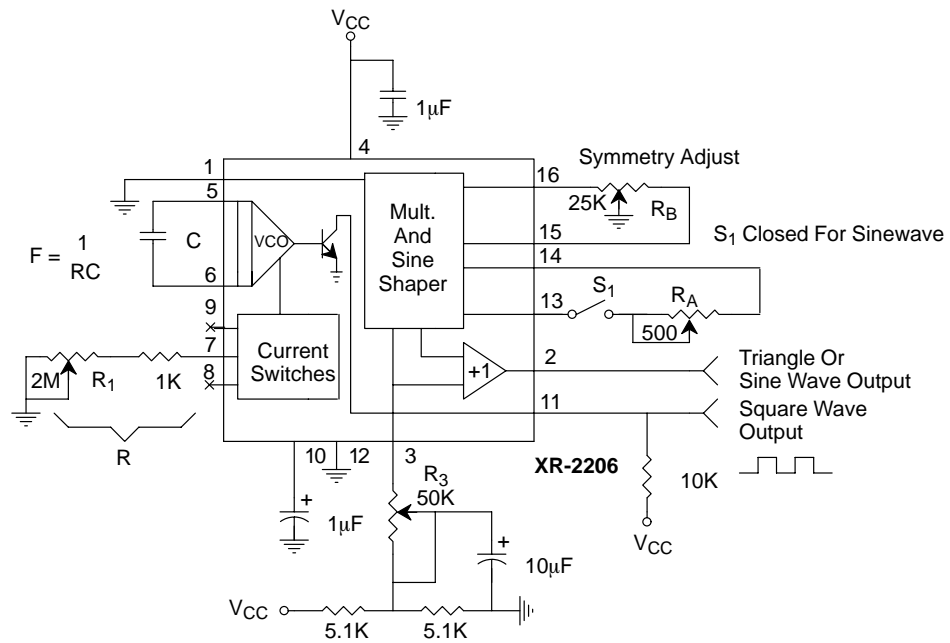


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion.
(R₃ Determines Output Swing - See Figure 3)

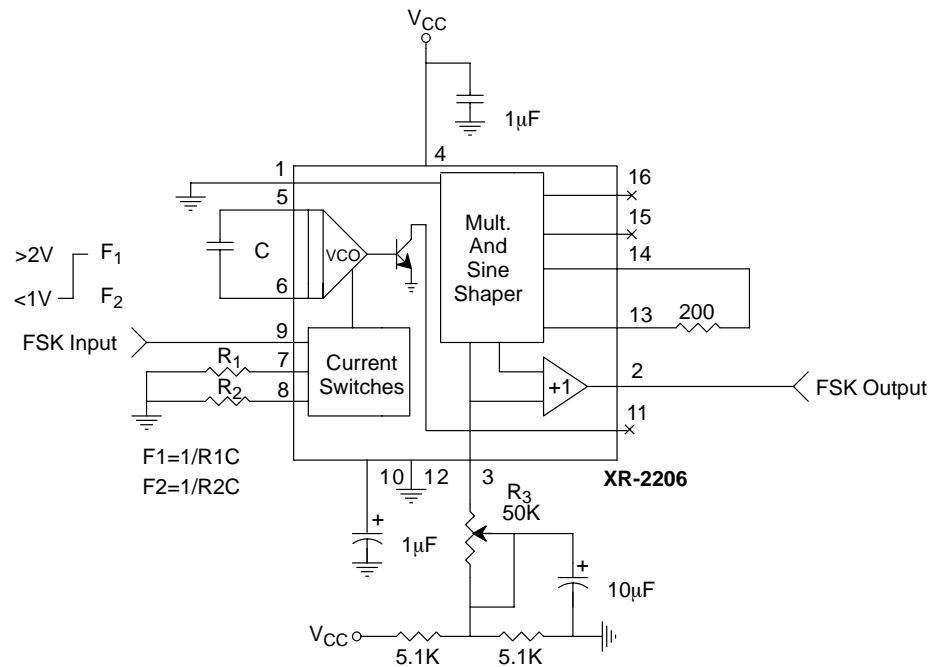


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

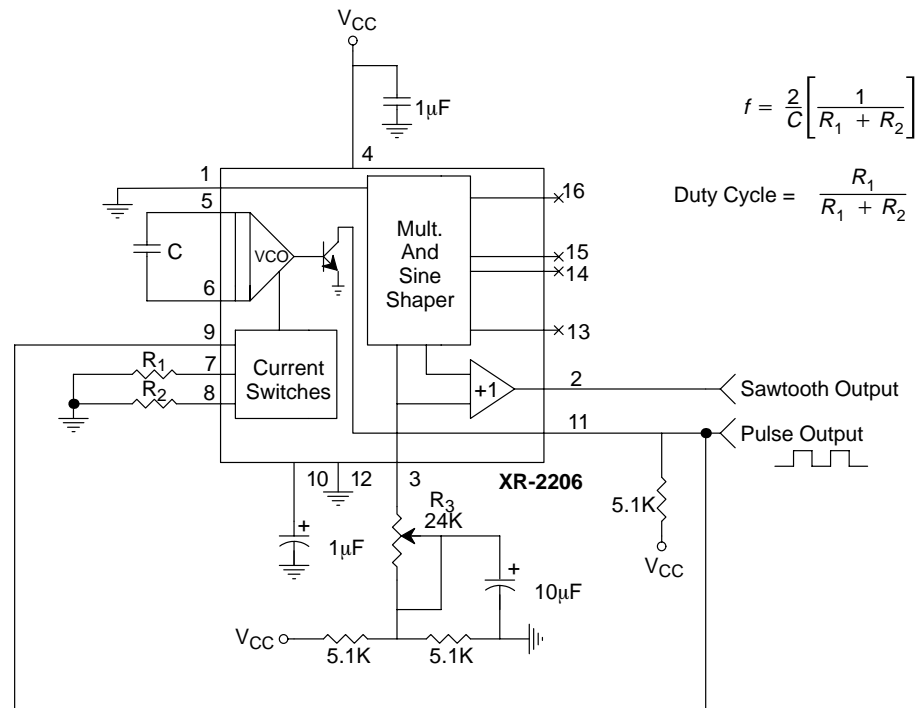


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels. f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figure 11, Figure 12 and Figure 13, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1k\Omega$ to $2M\Omega$.

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from $1000pF$ to $100\mu F$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(mA)}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1\mu A$ to $3mA$. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3mA$.

Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 3). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k Ω of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k Ω of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50\text{k}\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in Figure 6. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

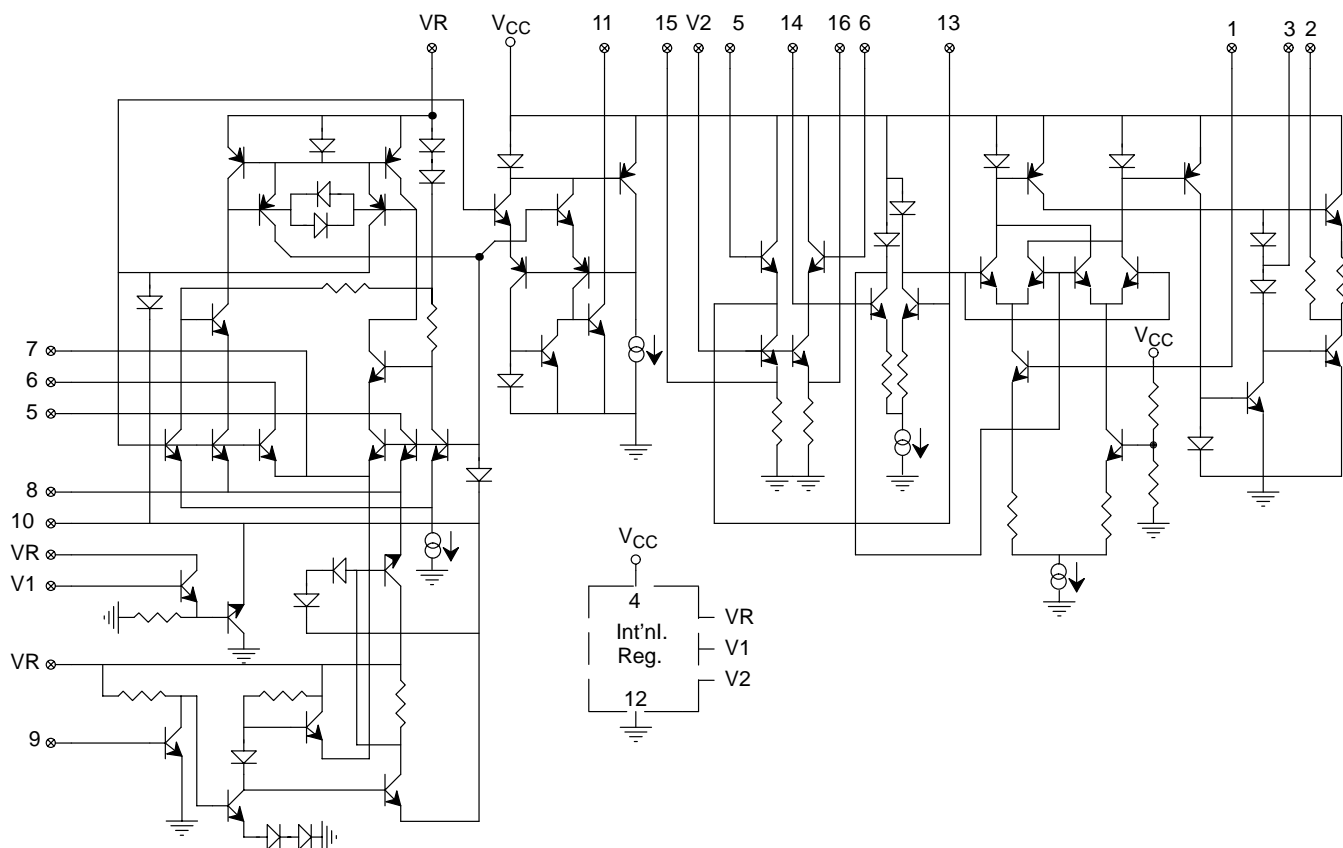
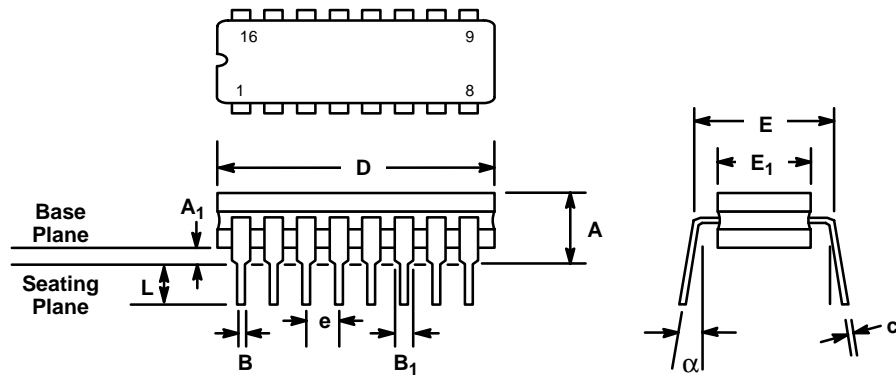


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

**16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)**

Rev. 1.00

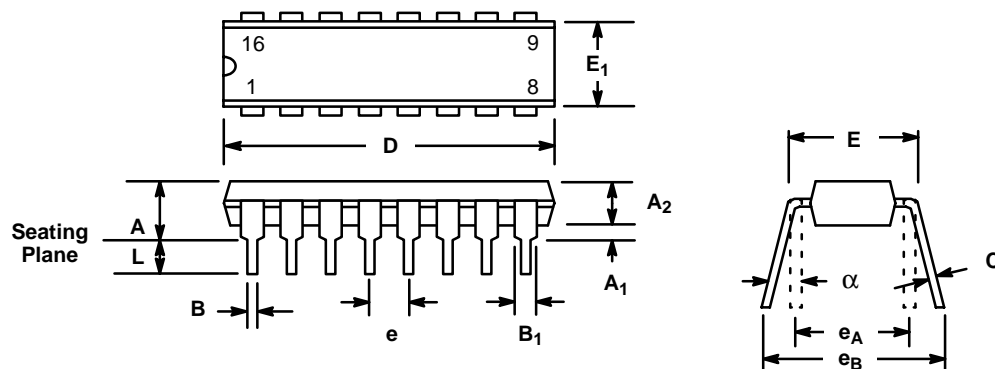


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00

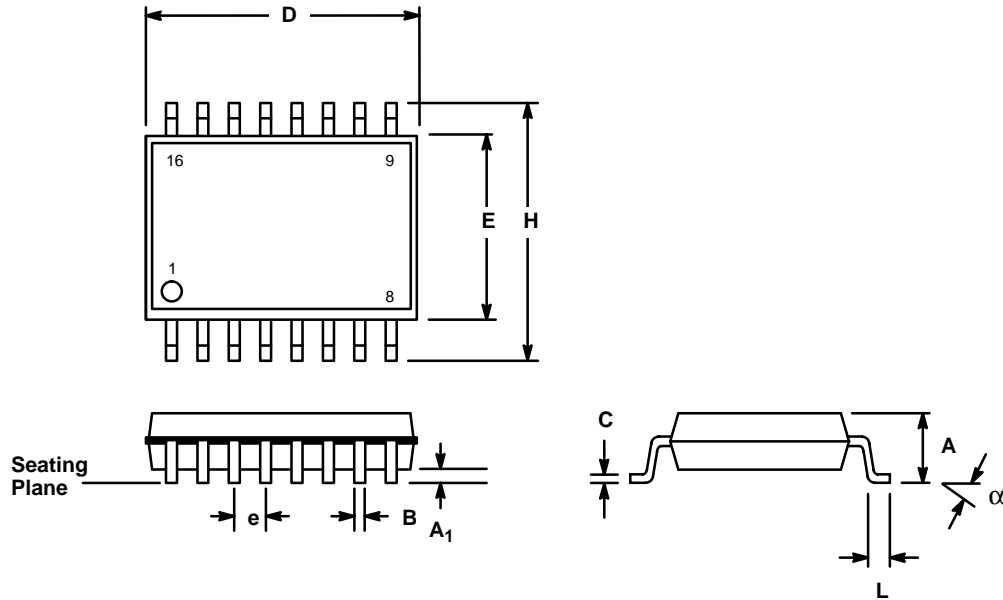


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

**16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column

NOTICE

EXAR Corporation reserves the right to make changes to the products contained in this publication in order to improve design, performance or reliability. EXAR Corporation assumes no responsibility for the use of any circuits described herein, conveys no license under any patent or other right, and makes no representation that the circuits are free of patent infringement. Charts and schedules contained here in are only for illustration purposes and may vary depending upon a user's specific application. While the information in this publication has been carefully checked; no responsibility, however, is assumed for inaccuracies.

EXAR Corporation does not recommend the use of any of its products in life support applications where the failure or malfunction of the product can reasonably be expected to cause failure of the life support system or to significantly affect its safety or effectiveness. Products are not authorized for use in such applications unless EXAR Corporation receives, in writing, assurances to its satisfaction that: (a) the risk of injury or damage has been minimized; (b) the user assumes all such risks; (c) potential liability of EXAR Corporation is adequately protected under the circumstances.

Copyright 2008 EXAR Corporation

Datasheet February 2008

Reproduction, in part or whole, without the prior written consent of EXAR Corporation is prohibited.



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

Please note: As part of the Fairchild Semiconductor integration, some of the Fairchild orderable part numbers will need to change in order to meet ON Semiconductor's system requirements. Since the ON Semiconductor product management systems do not have the ability to manage part nomenclature that utilizes an underscore (_), the underscore (_) in the Fairchild part numbers will be changed to a dash (-). This document may contain device numbers with an underscore (_). Please check the ON Semiconductor website to verify the updated device numbers. The most current and up-to-date ordering information can be found at www.onsemi.com. Please email any questions regarding the system integration to Fairchild_questions@onsemi.com.

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

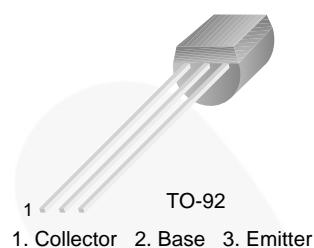


November 2014

BC546 / BC547 / BC548 / BC549 / BC550 NPN Epitaxial Silicon Transistor

Features

- Switching and Amplifier
- High-Voltage: BC546, $V_{CEO} = 65\text{ V}$
- Low-Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556, BC557, BC558, BC559, and BC560



Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method
BC546ABU	BC546A	TO-92 3L	Bulk
BC546ATA	BC546A	TO-92 3L	Ammo
BC546BTA	BC546B	TO-92 3L	Ammo
BC546BTF	BC546B	TO-92 3L	Tape and Reel
BC546CTA	BC546C	TO-92 3L	Ammo
BC547ATA	BC547A	TO-92 3L	Ammo
BC547B	BC547B	TO-92 3L	Bulk
BC547BBU	BC547B	TO-92 3L	Bulk
BC547BTA	BC547B	TO-92 3L	Ammo
BC547BTF	BC547B	TO-92 3L	Tape and Reel
BC547CBU	BC547C	TO-92 3L	Bulk
BC547CTA	BC547C	TO-92 3L	Ammo
BC547CTFR	BC547C	TO-92 3L	Tape and Reel
BC548BU	BC548	TO-92 3L	Bulk
BC548BTA	BC548B	TO-92 3L	Ammo
BC548CTA	BC548C	TO-92 3L	Ammo
BC549BTA	BC549B	TO-92 3L	Ammo
BC549BTF	BC549B	TO-92 3L	Tape and Reel
BC549CTA	BC549C	TO-92 3L	Ammo
BC550CBU	BC550C	TO-92 3L	Bulk
BC550CTA	BC550C	TO-92 3L	Ammo

BC546 / BC547 / BC548 / BC549 / BC550 — NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	BC546	80	V
		BC547 / BC550	50	
		BC548 / BC549	30	
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	BC546	65	V
		BC547 / BC550	45	
		BC548 / BC549	30	
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	BC546 / BC547	6	V
		BC548 / BC549 / BC550	5	
I_C	Collector Current (DC)		100	mA
P_C	Collector Power Dissipation		500	mW
T_J	Junction Temperature		150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		-65 to +150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter		Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CBO}	Collector Cut-Off Current		V _{CB} = 30 V, I _E = 0			15	nA
h _{FE}	DC Current Gain		V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	110		800	
V _{CE(sat)}	Collector-Emitter Saturation Voltage		I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA		90	250	mV
			I _C = 100 mA, I _B = 5 mA		250	600	
V _{BE(sat)}	Base-Emitter Saturation Voltage		I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA		700		mV
			I _C = 100 mA, I _B = 5 mA		900		
V _{BE(on)}	Base-Emitter On Voltage		V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	580	660	700	mV
			V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA			720	
f _T	Current Gain Bandwidth Product		V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA, f = 100 MHz		300		MHz
C _{ob}	Output Capacitance		V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1 MHz		3.5	6.0	pF
C _{ib}	Input Capacitance		V _{EB} = 0.5 V, I _C = 0, f = 1 MHz		9		pF
NF	Noise Figure	BC546 / BC547 / BC548	V _{CE} = 5 V, I _C = 200 μA, f = 1 kHz, R _G = 2 kΩ		2.0	10.0	dB
		BC549 / BC550			1.2	4.0	
		BC549	V _{CE} = 5 V, I _C = 200 μA, R _G = 2 kΩ, f = 30 to 15000 MHz		1.4	4.0	
		BC550			1.4	3.0	

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	110 ~ 220	200 ~ 450	420 ~ 800

Typical Performance Characteristics

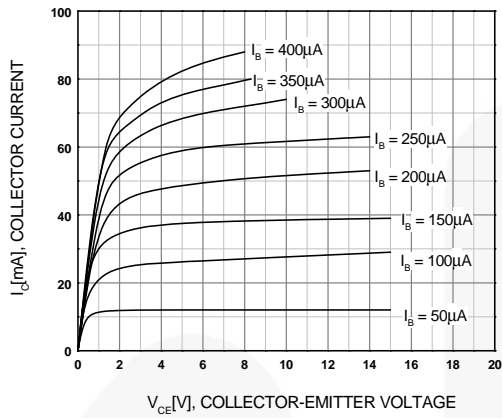


Figure 1. Static Characteristic

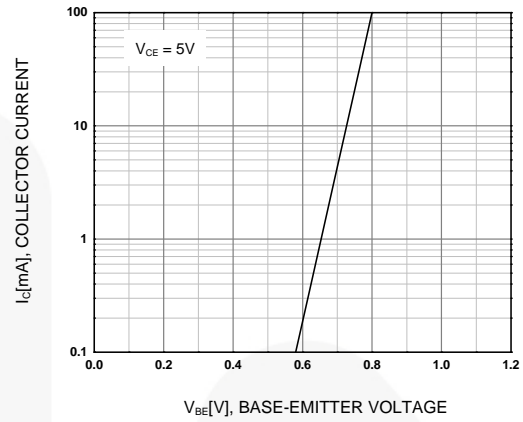


Figure 2. Transfer Characteristic

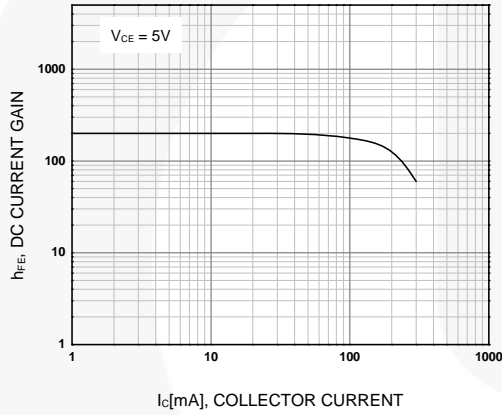


Figure 3. DC Current Gain

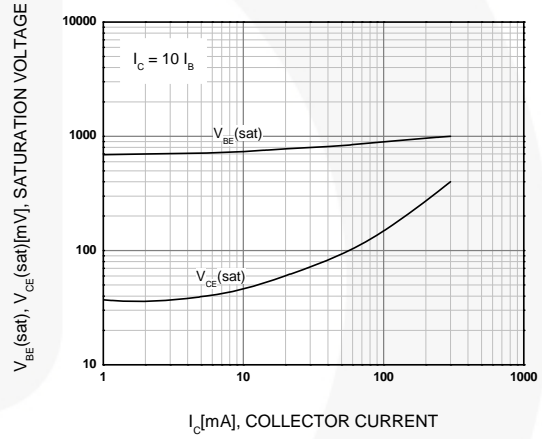


Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage and Collector-Emitter Saturation Voltage

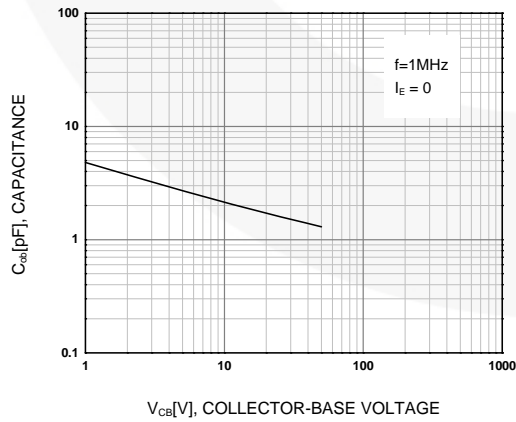


Figure 5. Output Capacitance

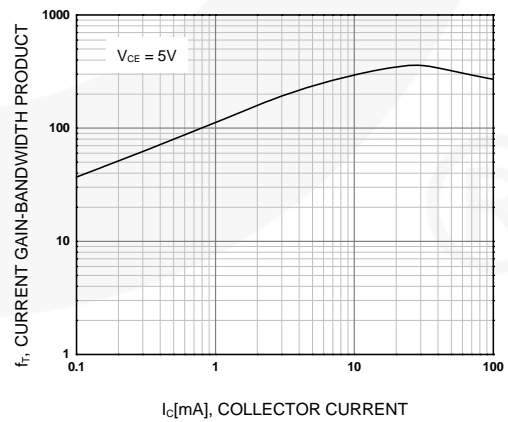
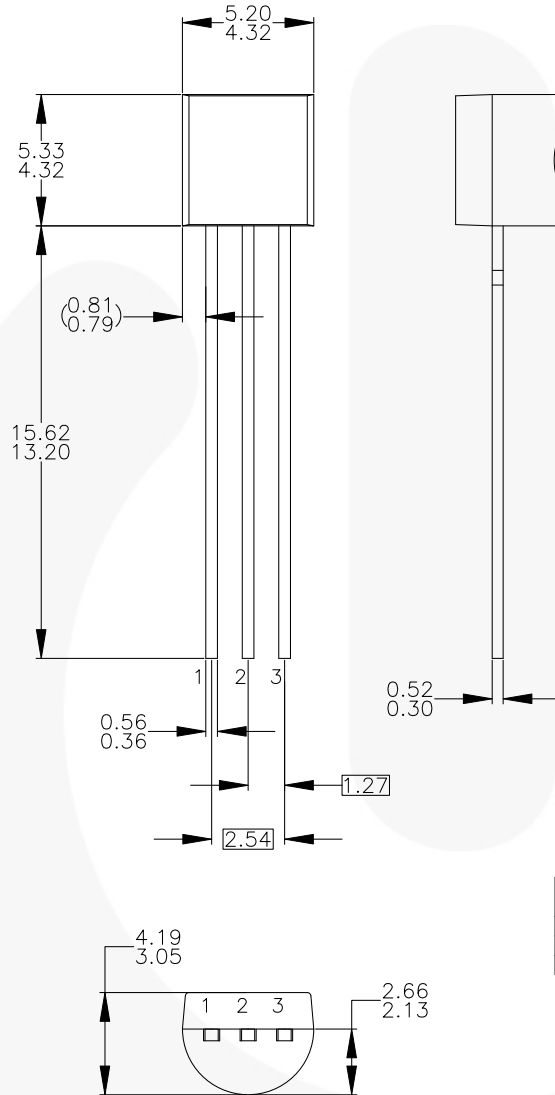


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

Physical Dimensions



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A) DRAWING WITH REFERENCE TO JEDEC TO-92 RECOMMENDATIONS.
- B) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C) DRAWING CONFORMS TO ASME Y14.5M-1994.
- D) TO-92 (92,94,96,97,98) PIN CONFIGURATION:

PIN	92			94			96			97			98		
	P	F	M	P	F	M	B	F	M	P	F	M	P	F	M
1	E	S	S	E	S	S	B	D	G	C	G	D	C	G	D
2	B	D	G	C	G	D	E	S	S	B	D	G	E	S	S
3	C	G	D	B	D	G	C	G	D	E	S	S	B	D	G

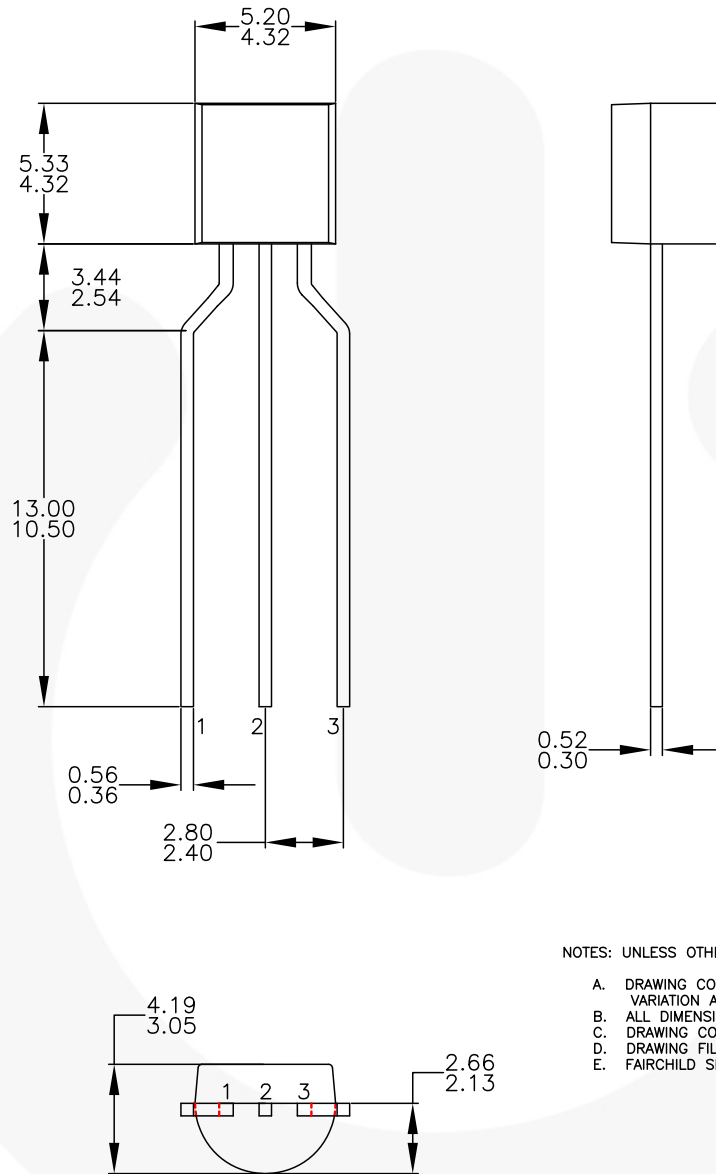
LEGEND:

P — BIPOLAR E — EMITTER D — DRAIN
F — JFET B — BASE S — SOURCE
M — DMOS C — COLLECTOR G — GATE

- E) FOR PACKAGE 92, 94, 96, 97 AND 98:
PIN CONFIGURATION DRAIN "D" AND SOURCE "S"
ARE INTERCHANGEABLE AT JFET "F" OPTION.
- F) DRAWING FILENAME: MKT-ZA03DREV3.

Figure 7. 3-Lead, TO-92, JEDEC TO-92 Compliant Straight Lead Configuration, Bulk Type

Physical Dimensions (Continued)



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A. DRAWING CONFORMS TO JEDEC MS-013, VARIATION AC.
- B. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DRAWING CONFORMS TO ASME Y14.5M-2009.
- D. DRAWING FILENAME: MKT-ZA03FREVS.
- E. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR.

Figure 8. 3-Lead, TO-92, Molded, 0.2 In Line Spacing Lead Form, Ammo, Tape and Reel Type



TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

AccuPower™	F-PFS™	OPTOPLANAR®	SYSTEM GENERAL®
Awinda®	FRFET®		TinyBoost®
AX-CAP®*	Global Power Resource™	PowerTrench®	TinyBuck®
BitSiC™	GreenBridge™	PowerXS™	TinyCalc™
Build it Now™	Green FPS™	Programmable Active Droop™	TinyLogic®
CorePLUS™	Green FPS™ e-Series™	QFET®	TINYOPTO™
CorePOWER™	Gmax™	QS™	TinyPower™
CROSSVOLT™	GTO™	Quiet Series™	TinyPWM™
CTL™	IntelliMAX™	RapidConfigure™	TinyWire™
Current Transfer Logic™	ISOPLANAR™		TranSiC™
DEUXPEED®	Making Small Speakers Sound Louder and Better™	Saving our world, 1mW/W/kW at a time™	TriFault Detect™
Dual Cool™	MegaBuck™	SignalWise™	TRUECURRENT®*
EcoSPARK®	MICROCOUPLER™	SmartMax™	µSerDes™
EfficientMax™	MicroFET™	SMART START™	
ESBC™	MicroPak™	Solutions for Your Success™	UHC®
	MicroPak2™	SPM®	Ultra FRFET™
Fairchild®	MillerDrive™	STEALTH™	UniFET™
Fairchild Semiconductor®	MotionMax™	SuperFET®	VCX™
FACT Quiet Series™	MotionGrid®	SuperSOT™-3	VisualMax™
FACT®	MTi®	SuperSOT™-6	VoltagePlus™
FAST®	MTx®	SuperSOT™-8	XS™
FastvCore™	MVN®	SupreMOS®	Xsens™
FETBench™	mWSaver®	SyncFET™	仙童™
FPS™	OptoHiT™	Sync-Lock™	
	OPTOLOGIC®		

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. TO OBTAIN THE LATEST, MOST UP-TO-DATE DATASHEET AND PRODUCT INFORMATION, VISIT OUR WEBSITE AT <http://www.fairchildsemi.com>. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. I72

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative

Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

ON Semiconductor:

[BC549BTA](#) [BC546BBU](#) [BC546CTA](#) [BC549CBU](#) [BC547CBU](#) [BC550CBU](#) [BC547BTF](#) [BC549BTF](#) [BC548A](#)
[BC550B](#) [BC547TF](#) [BC547BBU](#) [BC548CBU](#) [BC548BU](#) [BC546ABU](#) [BC550BTAR](#) [BC550ABU](#) [BC548BTF](#)
[BC548BBU](#) [BC546BTFR](#) [BC550BBU](#) [BC548ATA](#) [BC548BTFR](#) [BC549CTFR](#) [BC547ATA](#) [BC547BTAR](#) [BC546ATA](#)
[BC550](#) [BC547](#) [BC549B](#) [BC547CTA](#) [BC548](#) [BC547B](#) [BC546](#) [BC549CTA](#) [BC546A](#) [BC550BTA](#) [BC549](#)



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

Título del proyecto:

PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES

ANEXO III - CÁLCULOS

JAVIER ARRATIBEL LARRAURI

Tabla de contenido

PASO BAJO PRIMER ORDEN ACTIVO	2
PASO BAJO SALLEN-KEY	4
PASO ALTO ACTIVO PRIMER ORDEN.....	6
PASO ALTO SALLEN-KEY	7
PASO BANDA SALLEN-KEY (BUTTERWORTH)	8
PASO TODO PRIMER ORDEN.....	9
RECHAZA BANDA (BUTTERWORTH).....	11
TABLA COEFICIENTES BUTTERWORTH.....	13
ANCHO DE BANDA AMPLIFICADOR OPERACIONAL	14
BIBLIOGRAFÍA.....	15

PASO BAJO PRIMER ORDEN ACTIVO

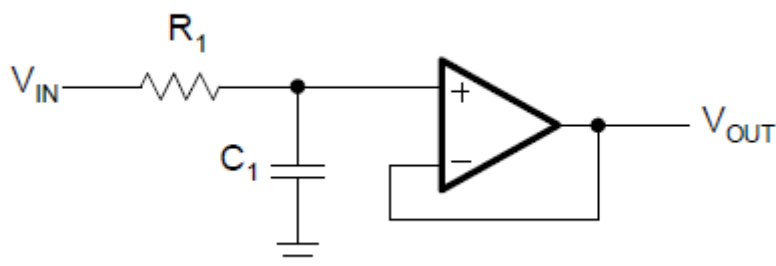


Figura 1: Topología Paso Bajo Primer Orden (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito, se especifican las frecuencias de corte deseadas (f_c) y el valor del condensador $C1$ y se resuelve la ecuación 1.

$$R1 = \frac{1}{2\pi * f_c * C1}$$

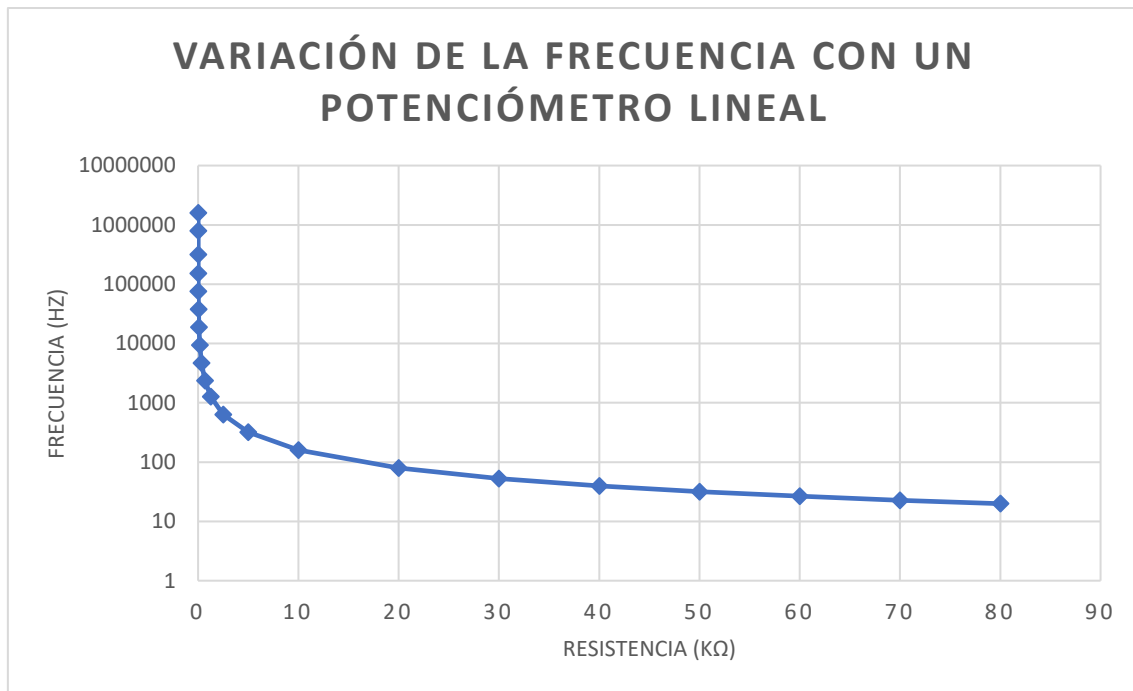
Ecuación 1: (Mancini, 2002) p.16-13

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Bajo Primer Orden		
Fc (Hz)	R1 (Ω)	C1 (nF)
20	79577,47155	100
100	15915,49431	
500	3183,098862	
1000	1591,549431	
1500	1061,032954	
5000	318,3098862	
10000	159,1549431	
15000	106,1032954	
20000	79,57747155	

Curva del potenciómetro necesario

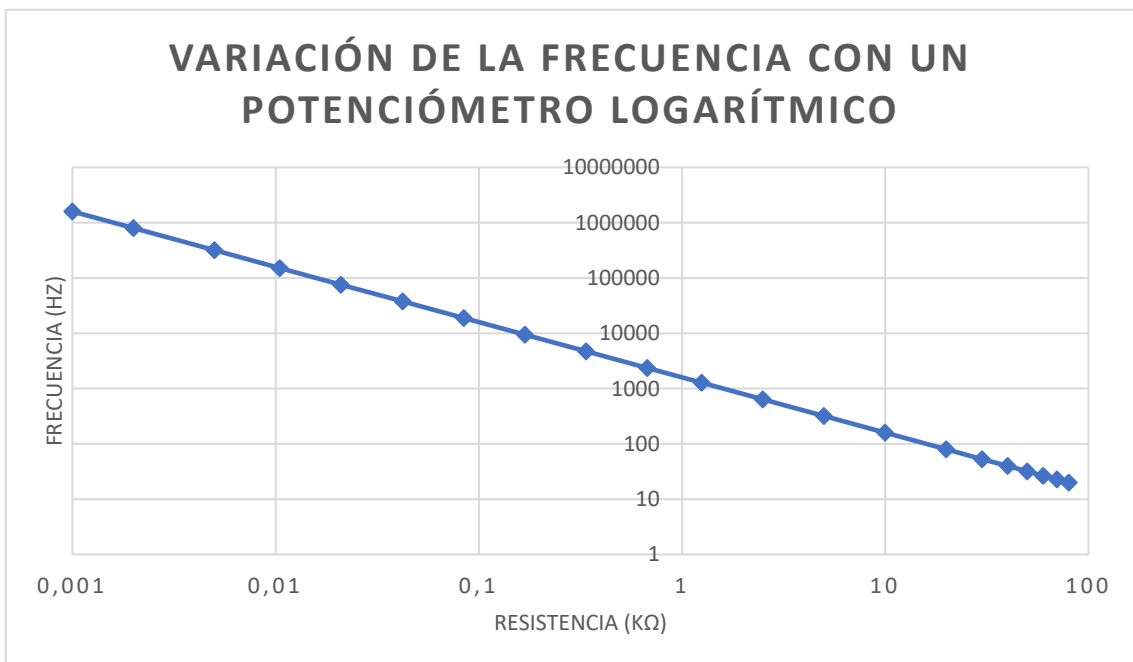
En la gráfica 1 se muestra la variación de la frecuencia respecto a una variación lineal de la resistencia. En ella, se puede ver que la frecuencia no sigue una relación lineal sino que es inversa ($w=1/R*C$) por lo que con ese tipo de variación de resistencia, el potenciómetro no se podrá ajustar con precisión para obtener todo el rango de frecuencias planteado en los cálculos. Para el eje de frecuencias se emplea una escala de tipo logarítmico debido a que el oído humano percibe el sonido de esa forma.



Gráfica 1

Por ello, se debe emplear una variación de resistencia de tipo logarítmico (también conocido como tipo A) la resistencia describe una curva exponencial en función del giro.

Cambiando el tipo de variación de la resistencia a tipo logarítmico se obtiene el resultado presentado en la gráfica 2, una gráfica lineal ya que presenta la variación de frecuencia según la percibe el oído humano (logarítmica) con la variación de resistencia en un potenciómetro logarítmico.



Gráfica 2

PASO BAJO SALLEN-KEY

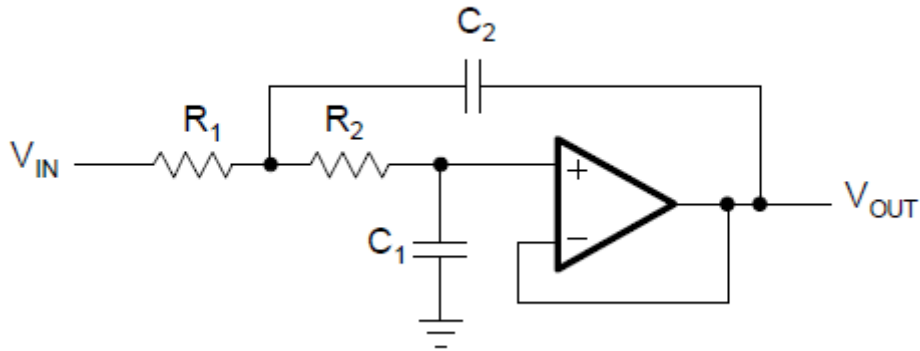


Figura 2: Topología Paso Bajo Sallen-Key (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito se especifican los valores de C_1 y C_2 siguiendo la ecuación 2.

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1}{a_1^2}$$

Ecuación 2: (Mancini, 2002) p.16-13

Extrayendo los valores de la TABLA COEFICIENTES BUTTERWORTH para un filtro de segundo orden se tiene: $a_1=1,4142$ y $b_1=1$.

Para calcular el valor de las resistencias R_1 y R_2 se emplea la ecuación 3. En la ecuación 2 se calculan los valores de C_1 y C_2 de forma que el término de la raíz de la ecuación 3 se anule, por lo que se obtendrá el mismo valor para R_1 y R_2 , lo que simplifica su implementación permitiendo el uso de un potenciómetro doble.

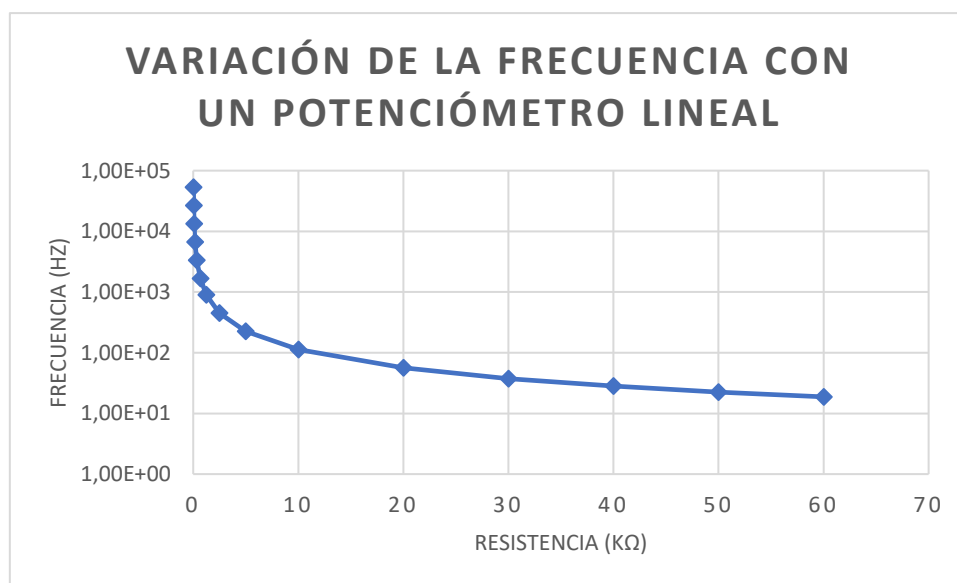
$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \pm \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f C C_1 C_2} \rightarrow R_{1,2} = \frac{a_1}{4\pi f C C_1}$$

Ecuación 3: (Mancini, 2002) p.16-13

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Bajo Sallen-Key			
Fc (Hz)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	C ₁ (nF)
20	56269,23084	56269,22942	100
100	11253,84617	11253,84588	C ₂ (nF)
500	2250,769233	2250,769177	200
1000	1125,384617	1125,384588	
1500	750,2564112	750,2563923	
5000	225,0769233	225,0769177	
10000	112,5384617	112,5384588	
15000	75,02564112	75,02563923	
20000	56,26923084	56,26922942	

Analizando la variación de la frecuencia con la resistencia se obtiene la gráfica 3:



Gráfica 3

A través de la gráfica, se observa que la variación de ambas resistencias es similar al caso del filtro paso bajo de primer orden. Por ello, se sigue el planteamiento del apartado Curva del potenciómetro necesario y se deduce que para esta aplicación se requiere un potenciómetro doble (según el planteamiento presentado en el ejemplo de la memoria) de tipo logarítmico.

PASO ALTO ACTIVO PRIMER ORDEN

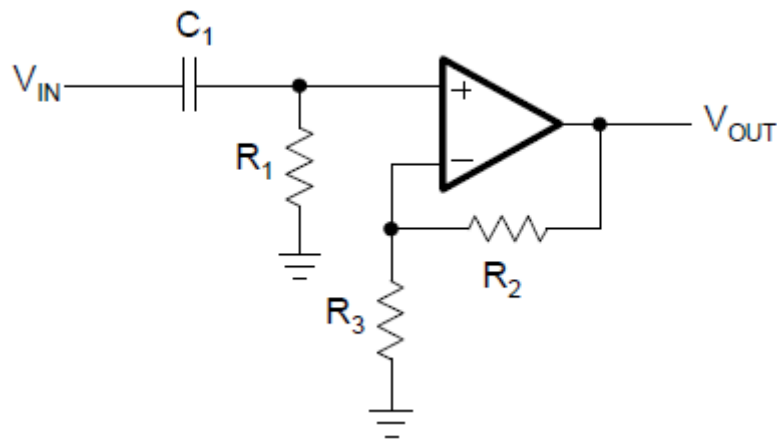


Figura 3: Topología Paso Alto Primer Orden (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito, se especifican las frecuencias de corte deseadas (f_c) y el valor del condensador C_1 y se resuelve la ecuación 4.

$$R_1 = \frac{1}{2\pi * f_c * C_1}$$

Ecuación 4: (Mancini, 2002) p.16-13

Para obtener ganancia unitaria, se realimenta negativamente el amplificador operacional por lo que se prescinde de las resistencias R_2 y R_3 .

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Alto 1º Orden		
Fc (Hz)	R ₁ (Ω)	C ₁ (nF)
20	79577,4715	100
100	15915,4943	
500	3183,09886	
1000	1591,54943	
1500	1061,03295	
5000	318,309886	
10000	159,154943	
15000	106,103295	
20000	79,5774715	

PASO ALTO SALLÉN-KEY

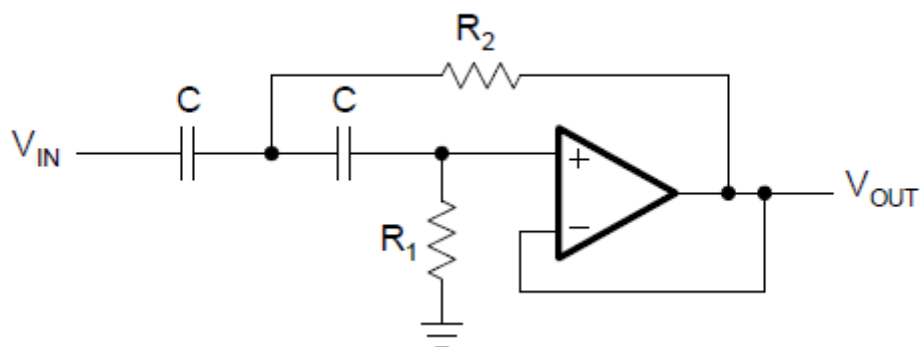


Figura 4: Topología Paso Alto Sallen-Key (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito, se especifican las frecuencias de corte deseadas (f_c) y el valor del condensador C_1 y se resuelve la ecuación 5.

$$R_1 = \frac{1}{\pi * f_c * C * a_1} \quad R_2 = \frac{a_1}{4\pi * f_c * C * b_1}$$

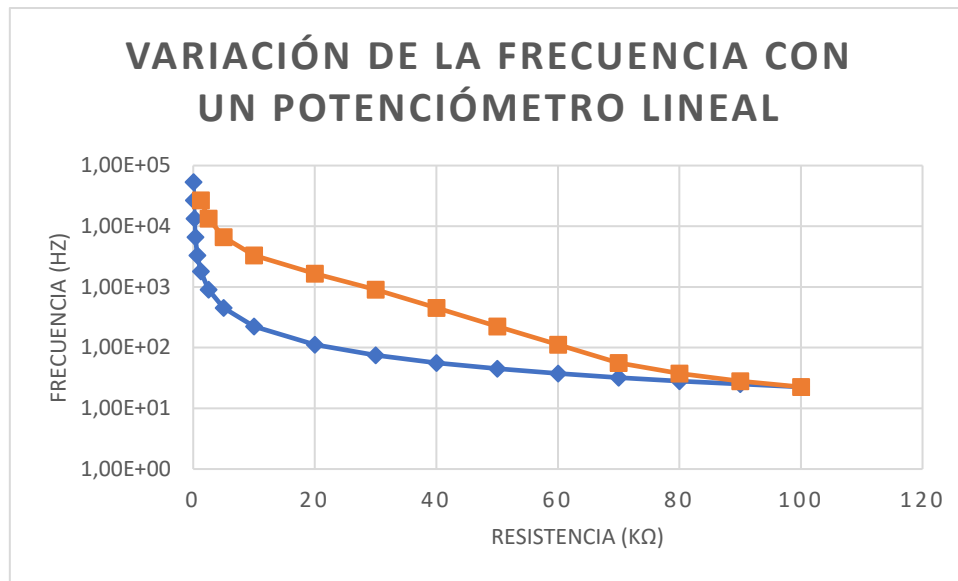
Ecuación 5: (Mancini, 2002) p.16-13

Donde $a_1=1.4142$ y $b_1=1$. (TABLA COEFICIENTES BUTTERWORTH)

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Alto Sallen-Key			
Fc (Hz)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	C (nF)
20	112540,6188	56269,23013	100
100	22508,12376	11253,84603	
500	4501,624752	2250,769205	
1000	2250,812376	1125,384603	
1500	1500,541584	750,2564017	
5000	450,1624752	225,0769205	
10000	225,0812376	112,5384603	
15000	150,0541584	75,02564017	
20000	112,5406188	56,26923013	

Para este filtro se emplearán dos potenciómetros: uno de 100 kΩ y otro de 50 kΩ. En la gráfica 4 se presenta la variación de la frecuencia en función de la resistencia:



Gráfica 4

Siguiendo el planteamiento del apartado Curva del potenciómetro necesario, se deduce que ambos potenciómetros deben ser de tipo logarítmico.

PASO BANDA SALLEN-KEY (BUTTERWORTH)

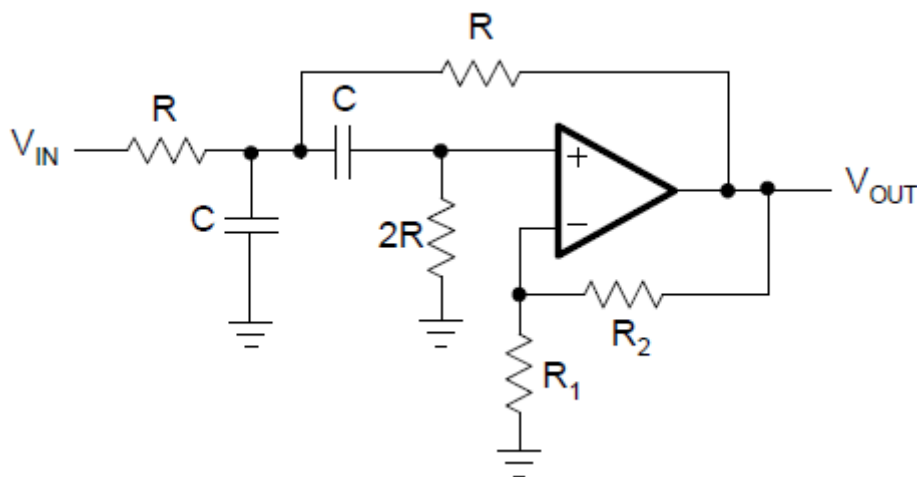


Figura 5: Topología Paso Banda Sallen-Key (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito, se especifican tres frecuencias de paso deseadas (f_c) y el valor del condensador C_1 y se resuelve la ecuación 6.

$$R = \frac{1}{2\pi * f_c * C}$$

Ecuación 6: (Mancini, 2002) p.16-13

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Banda Sallen-Key		
f _m (Hz)	R (Ω)	C (nF)
500	3183,098862	100
1500	1061,032954	
15000	106,1032954	

Para dimensionar R₁ y R₂, se emplea el factor de calidad (Q), que en el caso del filtro Butterworth tiene un valor de 0.71. Con él se calculan los valores de ganancia y finalmente los valores de las resistencias empleando las siguientes expresiones:

$$Q = \frac{1}{3 - G} ; G = 1 + \frac{R_2}{R_1} ; R_2 = \frac{2Q - 1}{Q}$$

Ecuación 7: (Mancini, 2002) p.16-13

Los resultados obtenidos son los siguientes:

G	1,5915493
R ₂ /R ₁	0,5915493
R ₂	0,5915493
R ₁	1

Siguiendo los cálculos, se escogen los valores de R₂=6 kΩ y R₁=10 kΩ.

PASO TODO PRIMER ORDEN

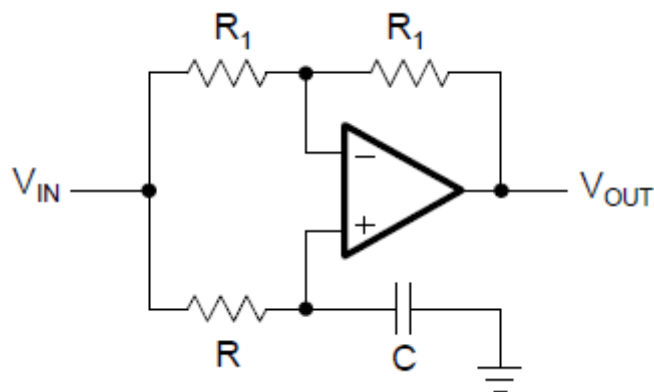


Figura 6: Topología Paso Todo Primer Orden (Mancini, 2002)

Para diseñar un filtro de primer orden pasa todo, se especifican las diferentes frecuencias de corte deseadas y el valor del condensador C y se resuelve en la ecuación 8 para calcular la resistencia R, que en este caso será variable empleando un potenciómetro.

$$R = \frac{1}{2\pi * f_c * C}$$

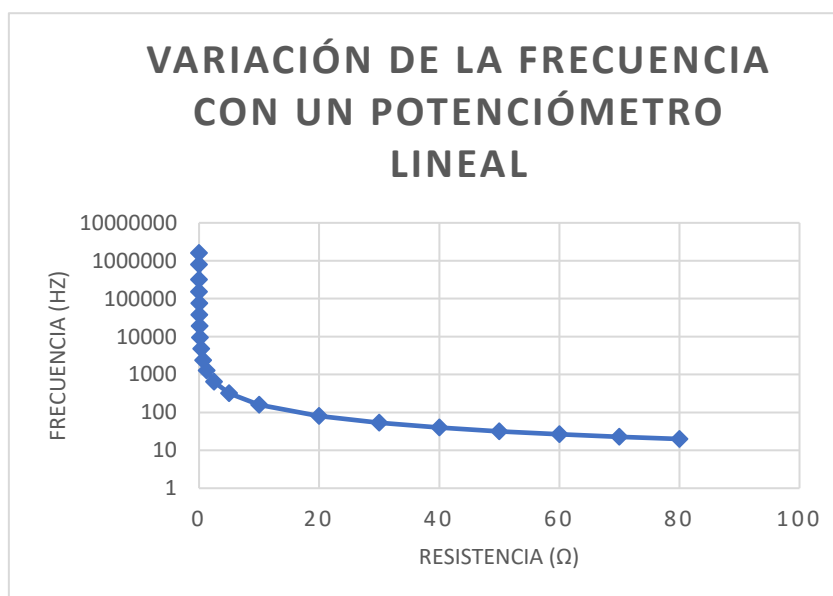
Ecuación 8: (Mancini, 2002) p.16-13

El valor escogido para R1 es de 10 kΩ.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Paso Todo		
f _c (Hz)	R (Ω)	C (nF)
20	79577,47155	100
100	15915,49431	
500	3183,098862	
1000	1591,549431	
1500	1061,032954	
5000	318,3098862	
10000	159,1549431	
15000	106,1032954	
20000	79,57747155	

A continuación, se evalúa la curva necesaria para el potenciómetro:



Gráfica 5

A través de la gráfica 5, se observa que la variación de la resistencia con la frecuencia tiene carácter logarítmico, por lo que el potenciómetro debe ser de tipo logarítmico (Tipo A) siguiendo el planteamiento del apartado Curva del potenciómetro necesario.

RECHAZA BANDA ACTIVO DOBLE T

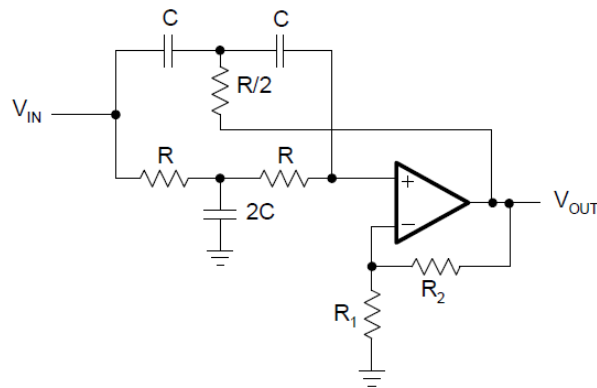


Figura 7: Topología Rechaza Banda (Mancini, 2002)

Para dimensionar el circuito, se especifican las frecuencias de rechazo deseadas (f_c) y el valor del condensador C_1 y se resuelve la ecuación 9.

$$R = \frac{1}{2\pi * f_c * C}$$

Ecuación 9: (Mancini, 2002) p.16-13

Dada la complejidad del circuito, se opta por calcular el filtro para tres frecuencias fijas, ya que no es posible utilizar un solo potenciómetro para variar las resistencias R y $R/2$.

Los resultados obtenidos para las frecuencias fijadas son los siguientes:

Rechaza Banda		
Fm (Hz)	R (Ω)	C (nF)
500	3183,09886	100
1500	1061,03295	
15000	106,103295	

Para dimensionar R_1 y R_2 , se emplea el factor de calidad (Q), que en el caso del filtro Butterworth tiene un valor de 0,71. Con él se calculan los valores de ganancia y finalmente los valores de las resistencias empleando las siguientes expresiones:

$$Q = \frac{1}{2(2 - G)} ; G = 1 + \frac{R_2}{R_1} ; R_2 = (G - 1) * R_1$$

Ecuación 10: (Mancini, 2002) p.16-13

Los resultados obtenidos son los siguientes:

G	1,2957746
R_2	0,2957746
R_1	1

Siguiendo los cálculos, se escogen los valores de $R_2=3 \text{ k}\Omega$ y $R_1=10 \text{ k}\Omega$.

TABLA COEFICIENTES BUTTERWORTH

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{Ci}}{f_C}$	Q_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.4142	1.0000	1.000	0.71
3	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.0000	1.0000	1.272	1.00
4	1	1.8478	1.0000	0.719	0.54
	2	0.7654	1.0000	1.390	1.31
5	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.6180	1.0000	0.859	0.62
	3	0.6180	1.0000	1.448	1.62
6	1	1.9319	1.0000	0.676	0.52
	2	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	3	0.5176	1.0000	1.479	1.93
7	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8019	1.0000	0.745	0.55
	3	1.2470	1.0000	1.117	0.80
	4	0.4450	1.0000	1.499	2.25
8	1	1.9616	1.0000	0.661	0.51
	2	1.6629	1.0000	0.829	0.60
	3	1.1111	1.0000	1.206	0.90
	4	0.3902	1.0000	1.512	2.56
9	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8794	1.0000	0.703	0.53
	3	1.5321	1.0000	0.917	0.65
	4	1.0000	1.0000	1.272	1.00
	5	0.3473	1.0000	1.521	2.88
10	1	1.9754	1.0000	0.655	0.51
	2	1.7820	1.0000	0.756	0.56
	3	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	4	0.9080	1.0000	1.322	1.10
	5	0.3129	1.0000	1.527	3.20

Tabla 1: Coeficientes Butterworth (Mancini, 2002)

ANCHO DE BANDA AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El parámetro más importante de los amplificadores operacionales para su uso en filtrado de señales es el ancho de banda en régimen de ganancia unitaria. En general, el margen de ganancia disponible debe ser de unas 100 veces (40db por encima) el pico de ganancia del filtro para permitir un error de ganancia máximo de un 1%.

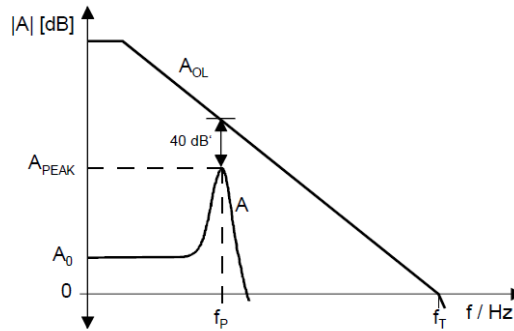


Figura 8: Margen de ganancia del amplificador operacional (Mancini, 2002)

Para calcular el ancho de banda necesario en régimen de ganancia unitaria del amplificador operacional se emplea la ecuación 11.

$$f_{t,m\acute{a}x} = 100 * Ganancia * f_c$$

Ecuación 11: (Mancini, 2002) p.16-53

$$f_{t,m\acute{a}x} = 100 * 1 * 20000 * 1 = 2 \text{ MHz}$$

Según el ancho de banda y la precisión requerida, he optado por el amplificador operacional TLV2471CP de Texas Instruments (Anexo II).

BIBLIOGRAFÍA

Mancini, R. (2002). *Op Amps For Everyone*. Texas Instruments.



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

Título del proyecto:

PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES

ANEXO IV – CIRCUITOS Y PLACAS PCB

JAVIER ARRATIBEL LARRAURI

Tabla de contenido

EJEMPLO: FILTRO PASO BAJO SALLEN-KEY 2

GENERADOR DE FUNCIONES 4

GENERADOR DE RUIDO..... 6

ETAPA DE AMPLIFICACIÓN..... 8

Tabla 1: Componentes Filtro Paso Bajo Sallen Key 2

Tabla 2: Componentes Generador de funciones 5

Tabla 3: Componentes Generador de Ruido 6

Tabla 4: Componentes Etapa de Amplificación 8

EJEMPLO: FILTRO PASO BAJO SEGUNDO ORDEN SALLLEN-KEY

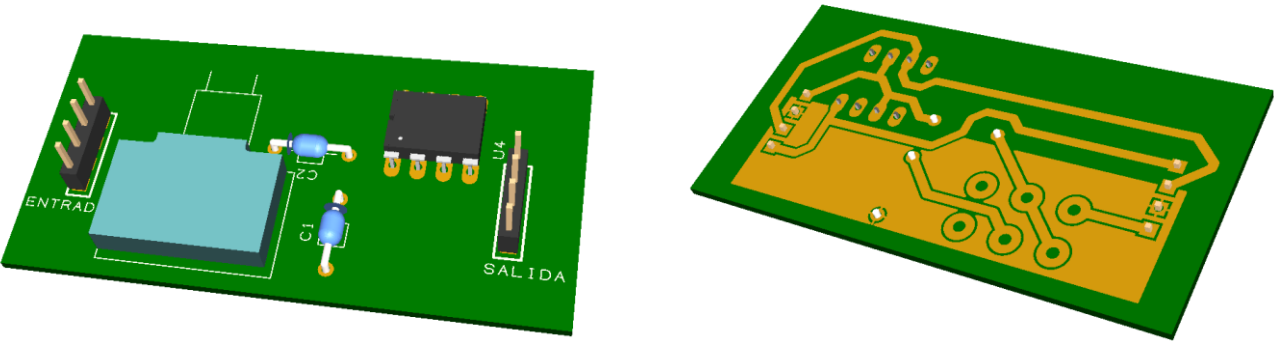
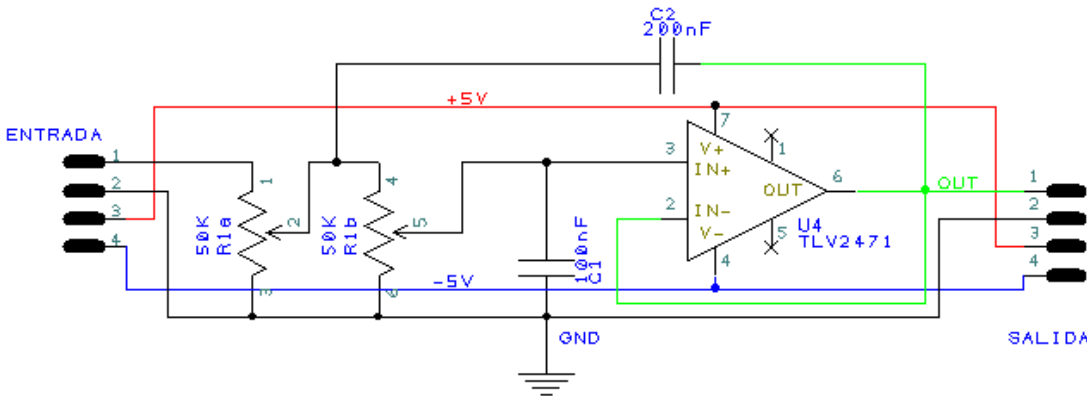


Ilustración 1: Vista 3D placa PCB

Esquema eléctrico del circuito:



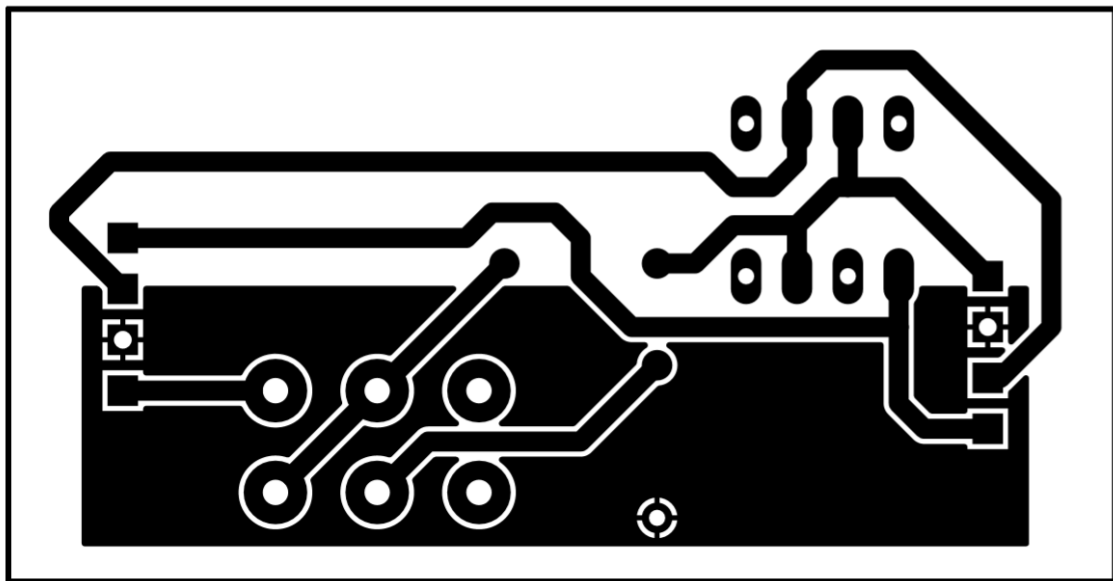
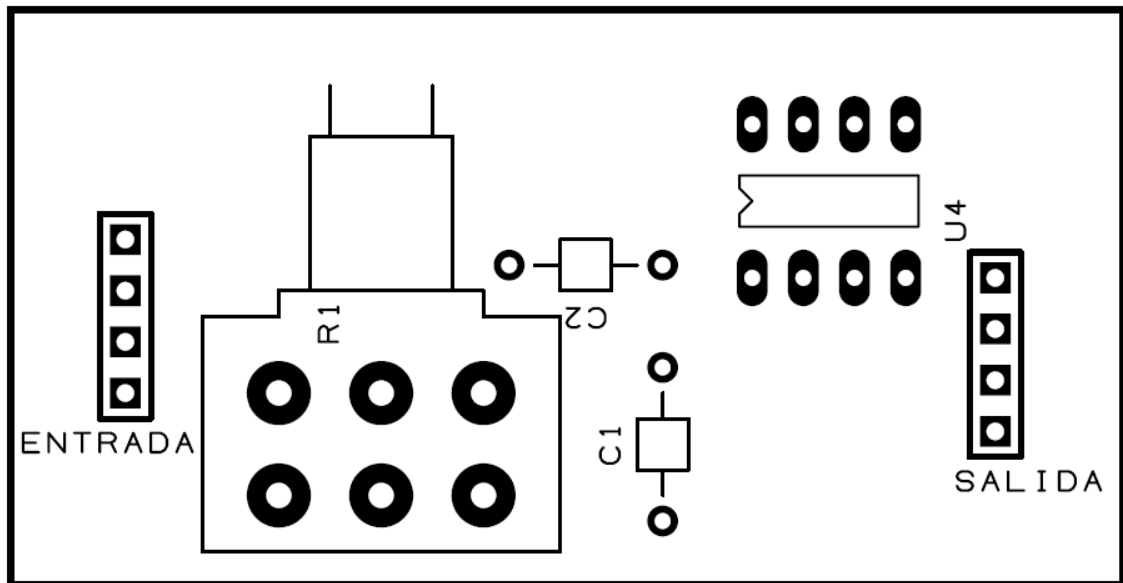
Esquema eléctrico 1: Filtro Paso Bajo Segundo Orden Sallen-Key

Tabla de componentes:

Ref Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor
C1	1	C	710-860010672001	100nF
C2	1	C	710-860010772001	200nF
U4	1	TLV2471	595-TLV2471CP	
R1	1	RA_2POT	652-PDB182-K220K503A	50K

Tabla 1: Componentes Filtro Paso Bajo Segundo Orden Sallen-Key

Distribución en PCB:



GENERADOR DE FUNCIONES

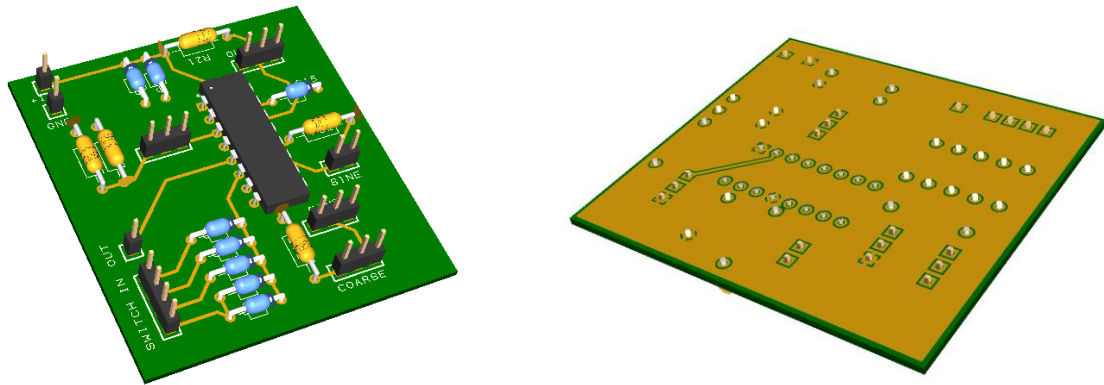
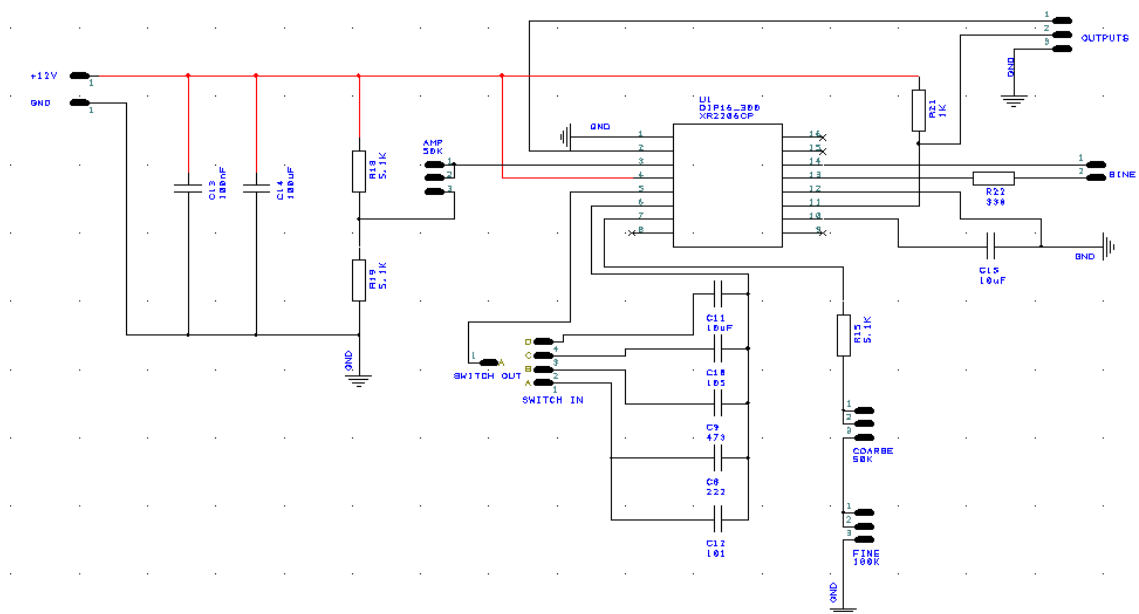


Ilustración 2: Vista 3D placa PCB

Para facilitar el montaje en panel, los potenciómetros fine, coarse y amp se conectarán a los terminales facilitados en la placa mediante cableado en el mismo orden que se presenta en la placa. En el caso del selector de frecuencias, se conectarán los terminales señalados como switch in a las entradas del selector y el terminal out a la salida, empleando nuevamente cableado. Por último, se repetirá el proceso con el caso del selector de tipo de onda, conectando los terminales a un lado del selector y dejando el otro lado desconectado.

Esquema eléctrico del circuito:



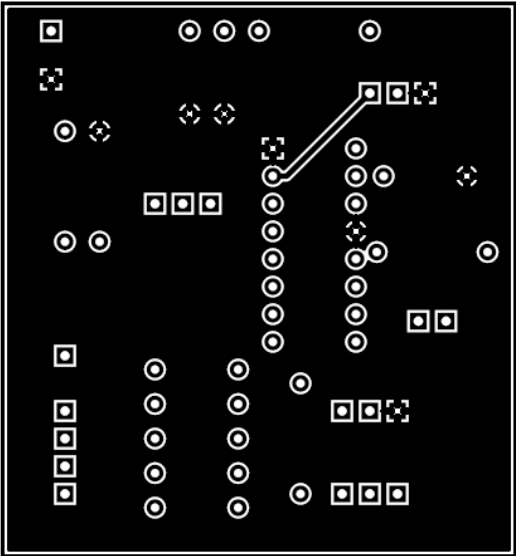
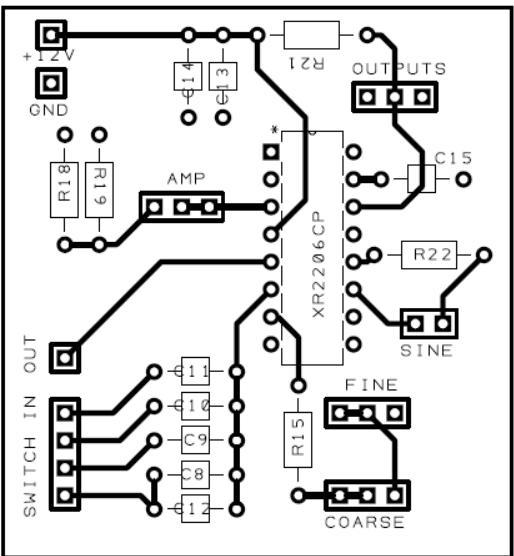
Esquema eléctrico 2: Generador de Funciones

Tabla de componentes:

Ref Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor
U1	1	XR2206	701-XR2206CP-F	
C11	1	C	710-860020472003	10uF
C15	1	C	710-860020472003	10uF
C13	1	C	710-860010672001	100nF
C14	1	C	710-860010372006	100uF
C12	1	C	594-K101J15C0GF5UH5	101
C10	1	C	594-K105J15C0GF5UH5	105
C8	1	C	594-K222J15C0GF5UH5	222
C9	1	C	594-K473J15C0GF5UH5	473
U3	1	L7812CV3	511-L7812CV	
R21	1	R	756-MFR4-51KFI	1K
R15	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K
R18	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K
R19	1	R	756-MFR4-5,1KFI	5.1K
R22	1	R	756-MFR4-5330FI	330
Selector	1	SWITCH	CK1026	4
Sine	1	DIP	571-1825360-2	2
COARSE	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR50K	50K
FINE	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR100K	100K
AMP	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR50K	50K

Tabla 2: Componentes Generador de funciones

Distribución en PCB:



GENERADOR DE RUIDO

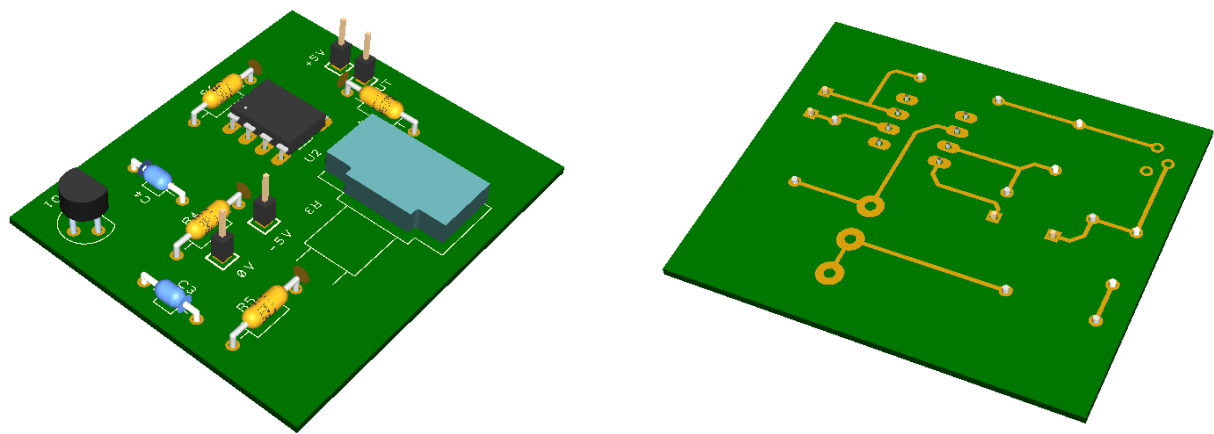


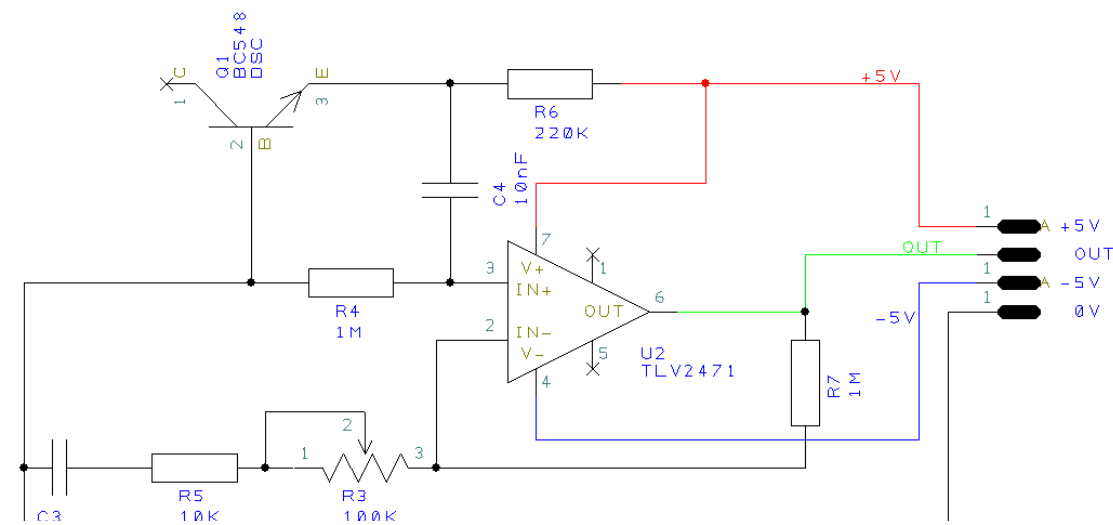
Ilustración 3: Vista 3D placa PCB

Tabla de componentes:

Ref Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor
Q1	1	BC548	512-BC548CTA	
C4	1	C	581-SR215C103K	10nF
C3	1	C	710-860010672001	100nF
U2	1	TLV2471	595-TLV2471CP	
R4	1	R	791-RC1/2105KTB	1M
R7	1	R	791-RC1/2105KTB	1M
R5	1	R	756-MFR4-510KFI	10K
R6	1	R	791-RC1/2224KTD	220K
R3	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR100K	100K

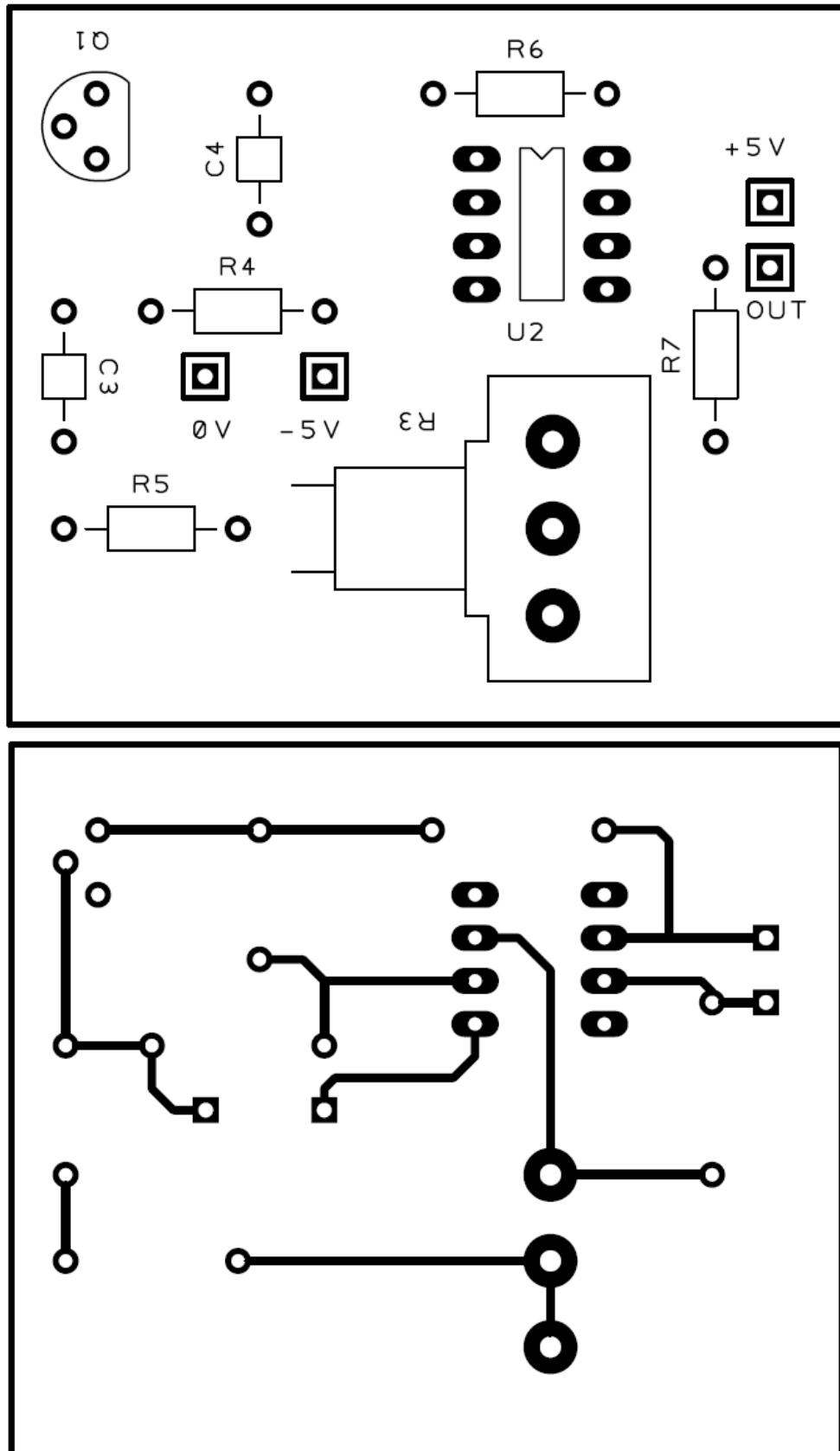
Tabla 3: Componentes Generador de Ruido

Esquema eléctrico del circuito:



Esquema eléctrico 3: Generador de Ruido

Distribución en PCB:



ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

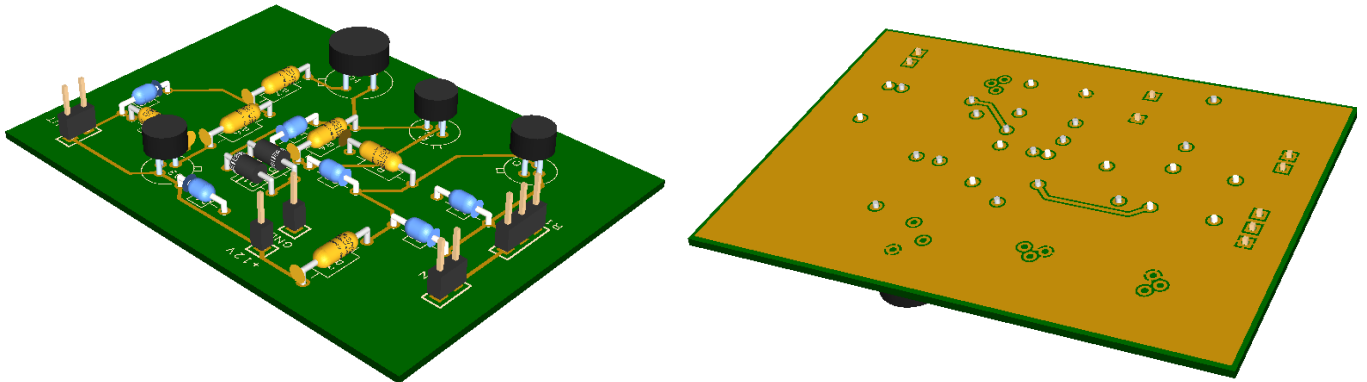


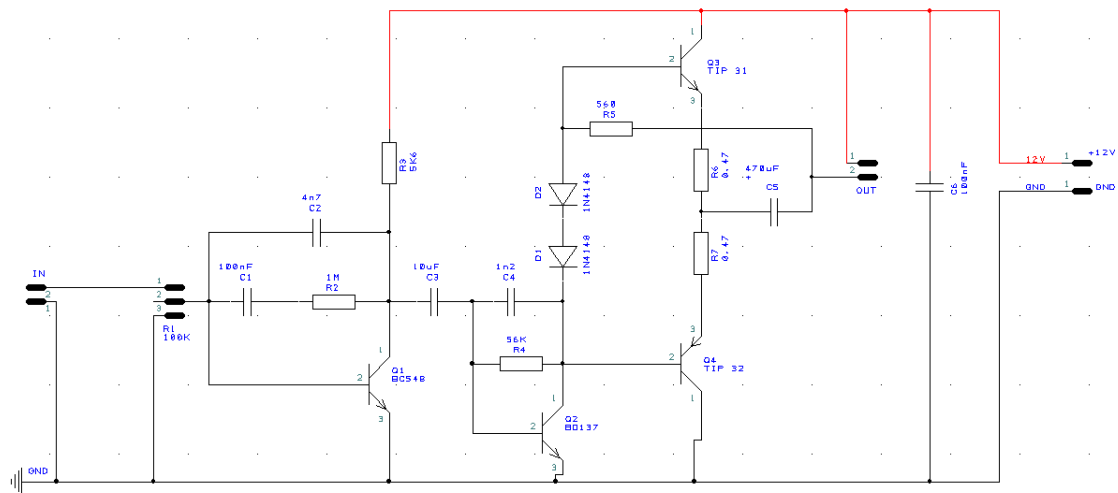
Ilustración 4: Vista 3D placa PCB

Tabla de componentes:

Ref Circuito	Cantidad	Componente	Referencia	Valor
C4	1	C	80-MMK5122J100J1TA18	1n2
C2	1	C	594-D472K33Y5PH63L2R	4n7
C3	1	C	710-860020472003	10uF
C1	1	C	710-860010672001	100nF
C6	1	C	710-860010672001	100nF
C5	1	C	667-ECA-1CM471	470uF
D1	1	D	512-1N4148	1N4148
D2	1	D	512-1N4148	1N4148
Q1	1	NPN	512-BC548BTA	BC548
Q2	1	NPN	512-BD13710STU	BD137
Q3	1	NPN	863-TIP31CG	TIP31
Q4	1	PNP	863-TIP32CG	TIP32
R6	1	R	756-MFR4-5470FI	0,47
R7	1	R	756-MFR4-5470FI	0,47
R2	1	R	756-MFR4-51MFI	1M
R3	1	R	756-MFR4-55K6FI	5K6
R4	1	R	756-MFR4-55K6FI	56K
R5	1	R	756-MFR4-5560FI	560
R1	1	RA_POT	858-P170NPDF20BR100K	100K

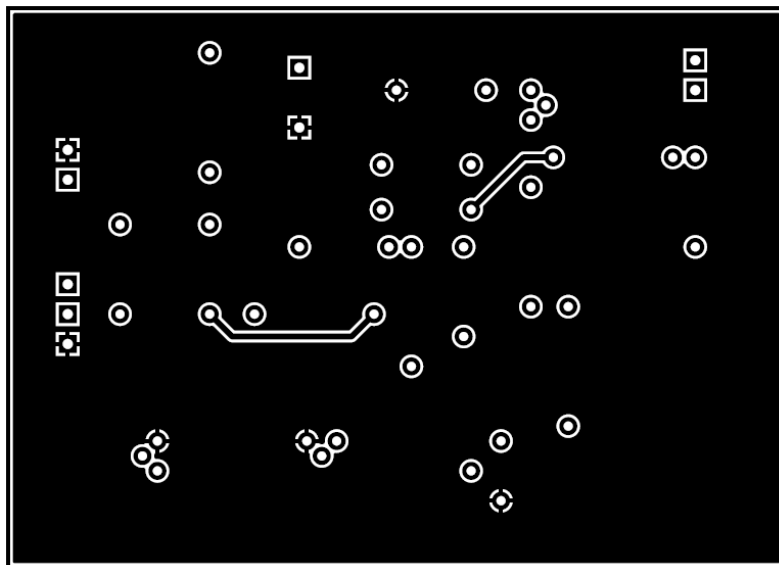
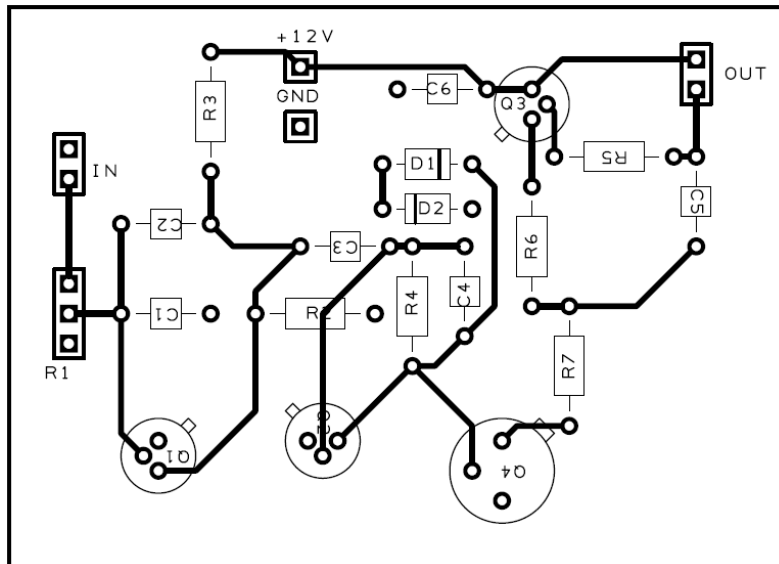
Tabla 4: Componentes Etapa de Amplificación

Esquema eléctrico del circuito:



Esquema eléctrico 4: Etapa de Amplificación

Distribución en PCB:





ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

Título del proyecto:

PANEL DIDÁCTICO DE FILTRADO DE SEÑALES

ANEXO V - EXPERIMENTOS

JAVIER ARRATIBEL LARRAURI

Tabla de contenido

ELIMINACIÓN DE INTERFERENCIAS DE ALTA FRECUENCIA	2
Filtro Paso Bajo Primer Orden.....	4
Filtro Paso Bajo Sallen-Key	6
Filtro Paso Bajo Segundo Orden.....	8
ELIMINACIÓN DE RUIDO DE 50Hz	9
Filtro Paso Alto Primer Orden	10
Filtro Paso Alto Sallen-Key	11
Filtro Paso Alto Segundo Orden	12
SEPARACIÓN DE SEÑALES	13
FILTRO PASO ALTO	15
FILTRO PASO BANDA.....	16
FILTRO PASO BAJO	17
ELIMINACIÓN DE UNA SEÑAL DE 1,5kHz	18
FILTRO RECHAZA BANDA.....	19
FILTRO PASO BAJO Y PASO ALTO EN PARALELO	20
DESFASADO DE SEÑALES.....	22
EFFECTO DE LA CARGA EN FILTROS DE PRIMER ORDEN.....	25
ACOPLAMIENTO DE ETAPAS	28
CANAL 1: DOS FILTROS ACTIVOS CON CARGA DE 100 Ω	30
CANAL 2: DOS FILTROS PASIVOS SIN CARGA	30
CANAL 3: FILTRO PASO BAJO ACTIVO, PASO ALTO PASIVO CON CARGA DE 100 Ω	31
COMPARACIÓN DE LOS TRES CANALES.....	31
ECUALIZADOR.....	32
DESCOMPOSICIÓN DE UNA ONDA CUADRADA	33

ELIMINACIÓN DE INTERFERENCIAS DE ALTA FRECUENCIA

Para este experimento se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectarán las señales 1 y 2 tal y como se muestra en la figura 1. Módulos necesarios:

- 3x Filtro paso bajo primer orden activo
- 1x Filtro paso bajo Sallen-Key de segundo orden activo
- 5x Módulos de conexión

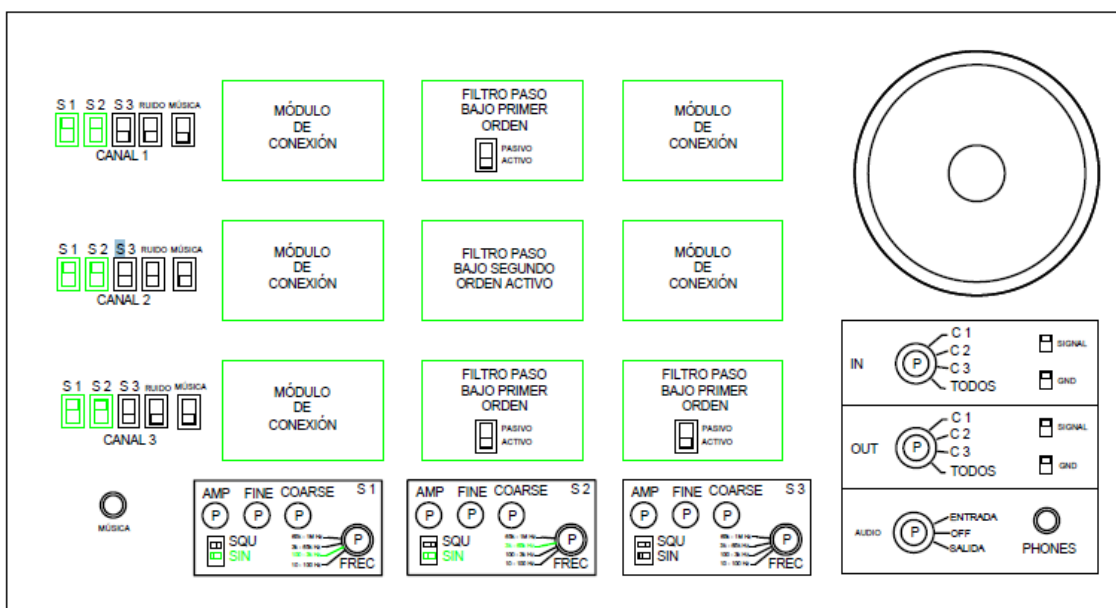


Figura 1: Montaje del experimento

En el experimento se comparará el funcionamiento del filtro paso bajo de primer orden, el filtro paso bajo segundo orden Sallen-Key y dos filtros paso bajo de primer orden en serie sometiénolos a las mismas señales. Para ello se utilizarán dos generadores que producirán dos ondas senoidales. En el primero una onda de más baja frecuencia que se denominará señal y en el segunda otra de más alta frecuencia que se denominará ruido.

En el canal 1 se seleccionará una onda de 1 kHz como la mostrada en la figura 2. En el canal 2, se seleccionará una senoidal de 10 kHz tal y como se muestra en la figura 3. Ambas gráficas se muestran sobre los mismos ejes de referencia.

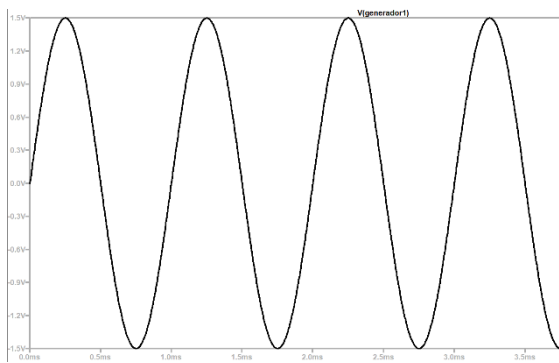


Figura 2: Señal Generador 1 (1k Hz)

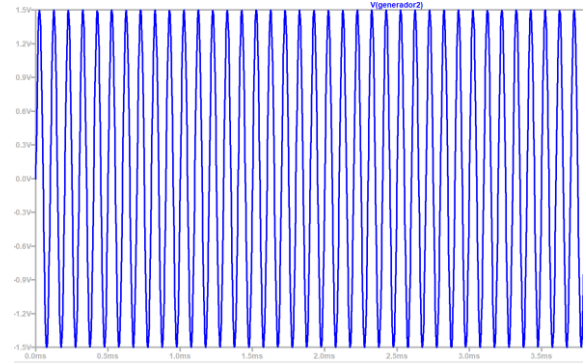


Figura 3: Señal Generador 2 (10k Hz)

Al seleccionar ambas obtenemos una señal de 1 kHz con ruido a 10 kHz tal y como se ve en la figura 4.

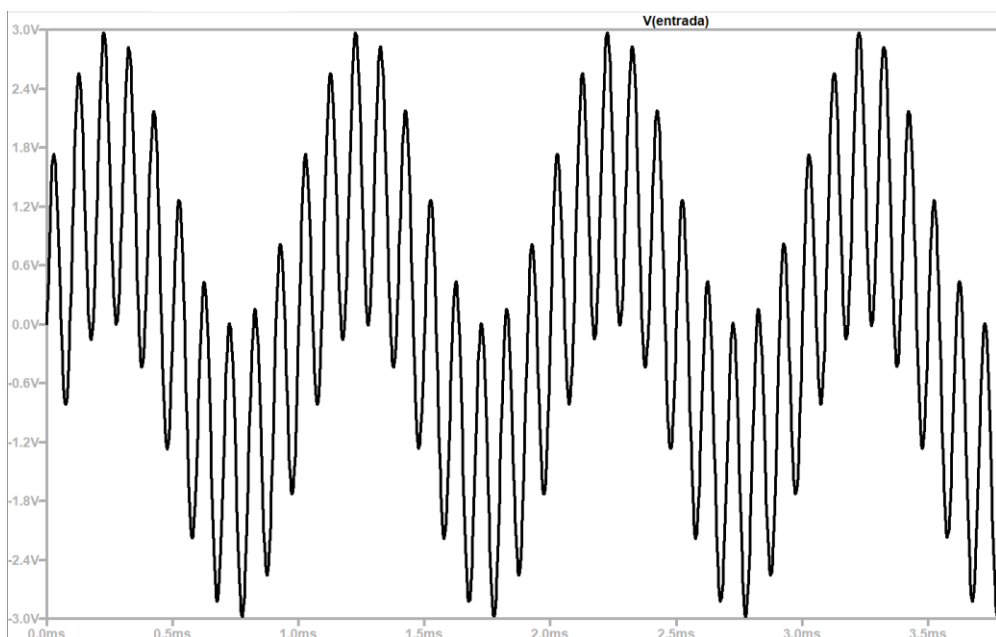


Figura 4: Señal de entrada sumada

Para iniciar el experimento se debe tener todos los potenciómetros al mínimo ($f_c > 20$ kHz) de forma que los filtros no afecten a la señal y se pueda ver a la salida la resultante de ambas entradas. Posteriormente se irá girando el potenciómetro de forma gradual hasta lograr una frecuencia de corte de 1 kHz. Al colocar la frecuencia de corte coincidente con la frecuencia que queremos mantener, obtenemos una atenuación de 3dB en la señal por cada filtro (figura 5). Además, se produce un retraso de fase de 45° en la frecuencia de corte en filtros de primer orden y de 90° en el de segundo orden.

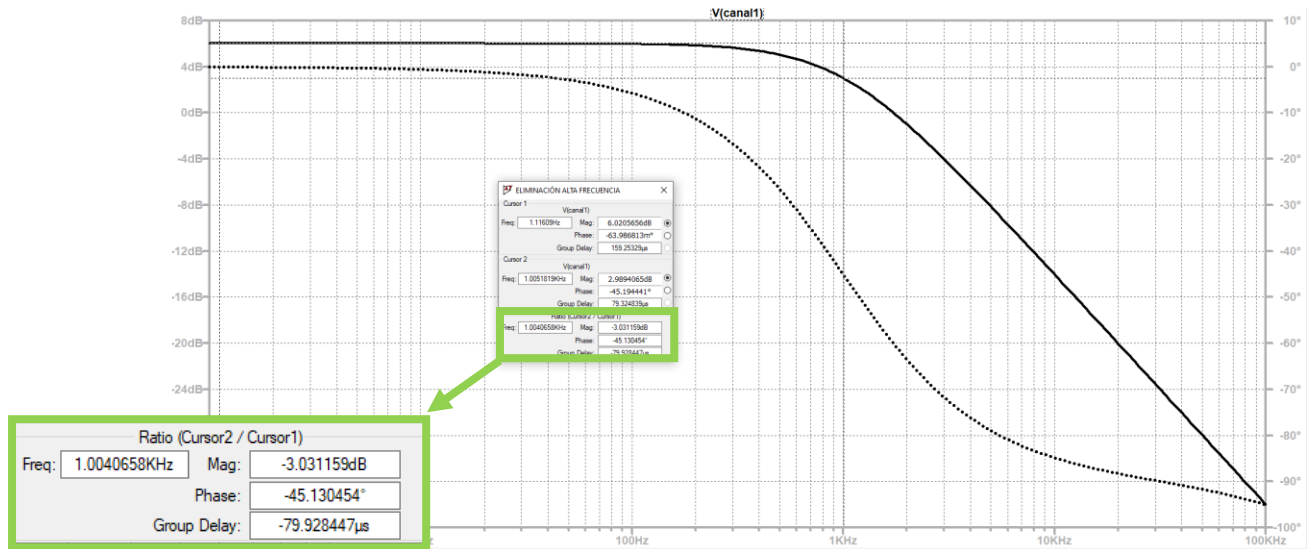


Figura 5: Diagrama de Bode teórico filtro paso bajo primer orden

Por todo ello, obtendremos las siguientes señales para la entrada descrita.

Filtro Paso Bajo Primer Orden

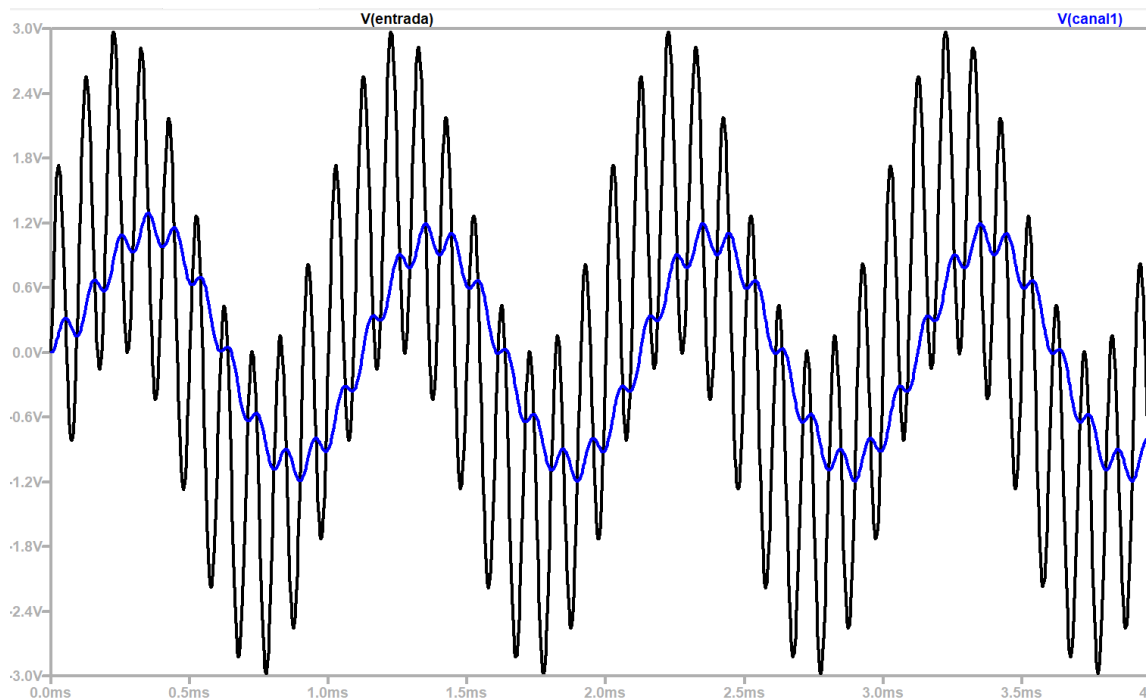


Figura 6: entrada – Salida Filtro Paso Bajo primer orden

La salida del filtro de primer orden queda atenuada en 3 dB y sigue teniendo parte de la señal de 10 kHz atenuada 20 dB. A continuación, se detalla un ejemplo de cómo calcular la atenuación de la señal.

En primer lugar, se mide la tensión de salida de la componente de 1 kHz empleando el cursor del osciloscopio tal y como se muestra en la figura 7.

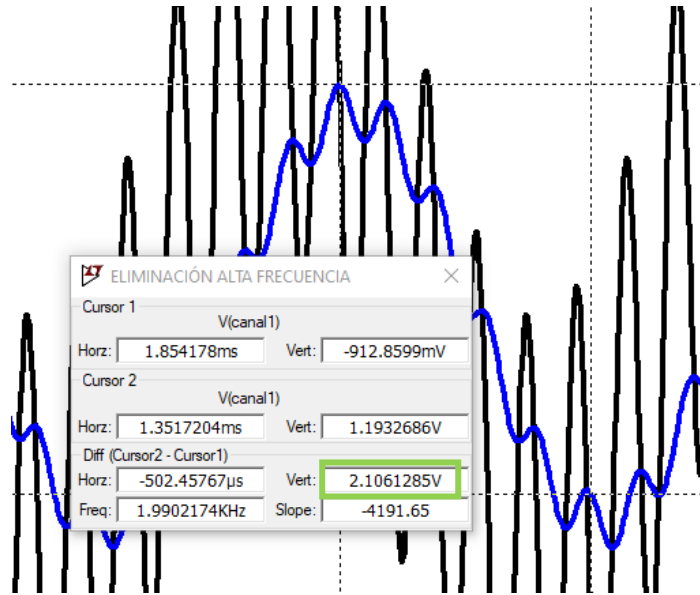


Figura 7: Medida señal de salida

Para calcular la atenuación, es necesario medir la señal de salida evitando la influencia de la señal de ruido. Para ello, se emplea una aproximación midiendo la amplitud entre dos picos de la señal de 10 kHz atenuada, de forma que la amplitud de esta interfiera lo mínimo posible en la medida.

En este caso, se obtiene un valor de 2,1 V en la señal de salida, por lo que teniendo en cuenta que la señal de entrada original era de 3 V, se calcula la atenuación:

$$\text{Ganancia (K)} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{2,1}{3} = 0,7$$

Para obtener la ganancia en decibelios se debe seguir la siguiente expresión:

$$\text{Ganancia en dB} = 20\log_{10}(K) = 20\log_{10}(0,7) = -3 \text{ dB}$$

En segundo lugar, se mide la amplitud de la componente de 10 kHz de la señal de salida:

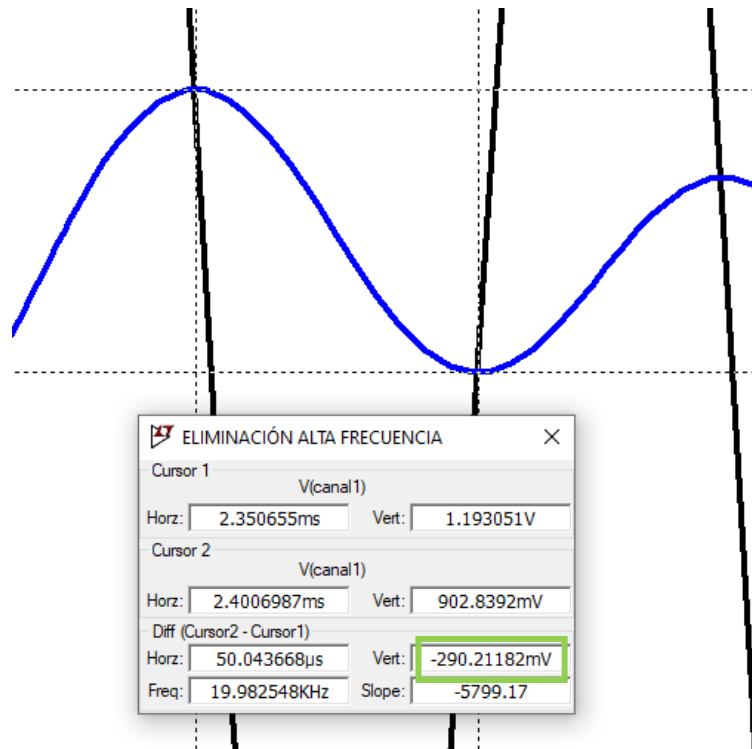


Figura 8: Medida señal de salida

De nuevo se calcula la ganancia del sistema:

$$\text{Ganancia (K)} = \frac{V \text{ salida}}{V \text{ entrada}} = \frac{0,290}{3} = 0,097$$

Por último, se obtiene la ganancia en decibelios se debe seguir la siguiente expresión:

$$\text{Ganancia en dB} = 20\log_{10}(K) = 20\log_{10}(0,097) = -20.3 \text{ dB}$$

Filtro Paso Bajo Segundo Orden Sallen-Key

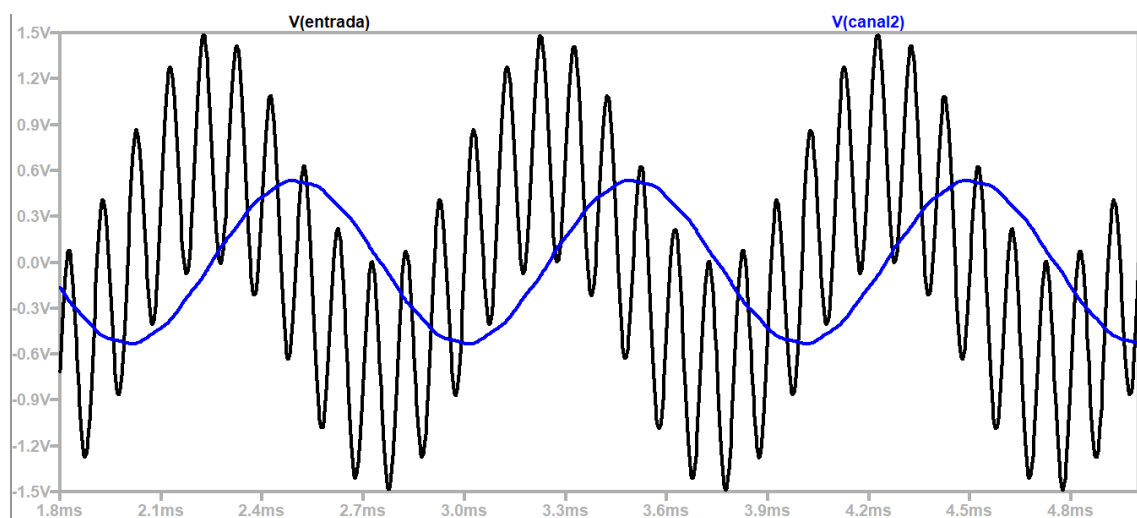


Figura 9: Salida Filtro Paso Bajo Sallen-Key

En este caso se observa una mayor atenuación en la señal de 10 kHz, pudiéndose calcular siguiendo el método anteriormente mencionado. Por otro lado, se observa un retraso respecto a la señal original. Este desfase se puede calcular comparando el retardo entre picos de la siguiente manera:

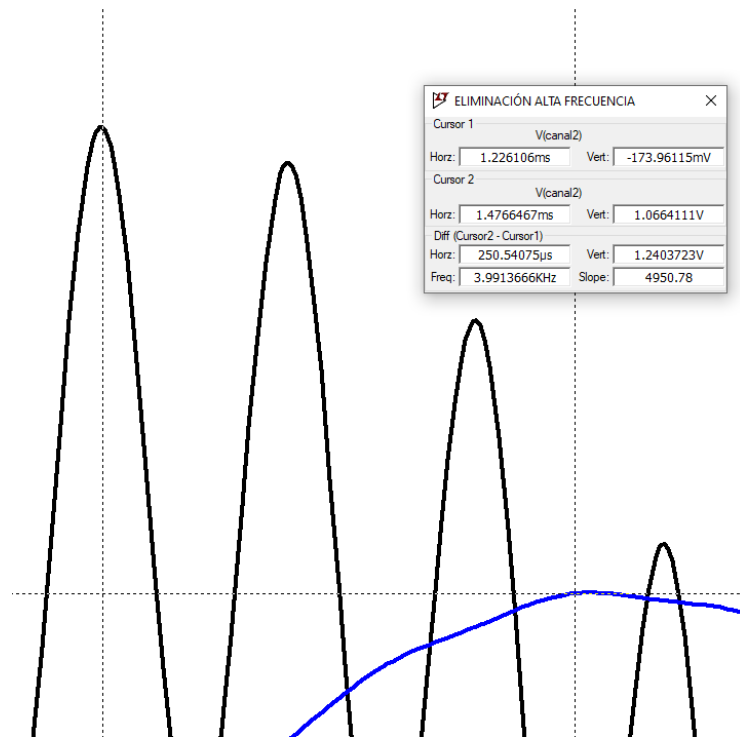


Figura 10: Medida señal de salida

Como se puede observar en la figura 10, se obtiene un retardo de 250 microsegundos. Para hacer el cálculo del ángulo de desfase basta con aplicar una sencilla regla de tres teniendo en cuenta que la frecuencia de la señal es de 1 kHz:

$$Desfase = 360^\circ \times \frac{t_{retraso}}{T_{señal}} = 360^\circ \times \frac{0.250}{1} = 90^\circ$$

Filtro paso bajo segundo orden mediante dos filtros de primer orden en cascada

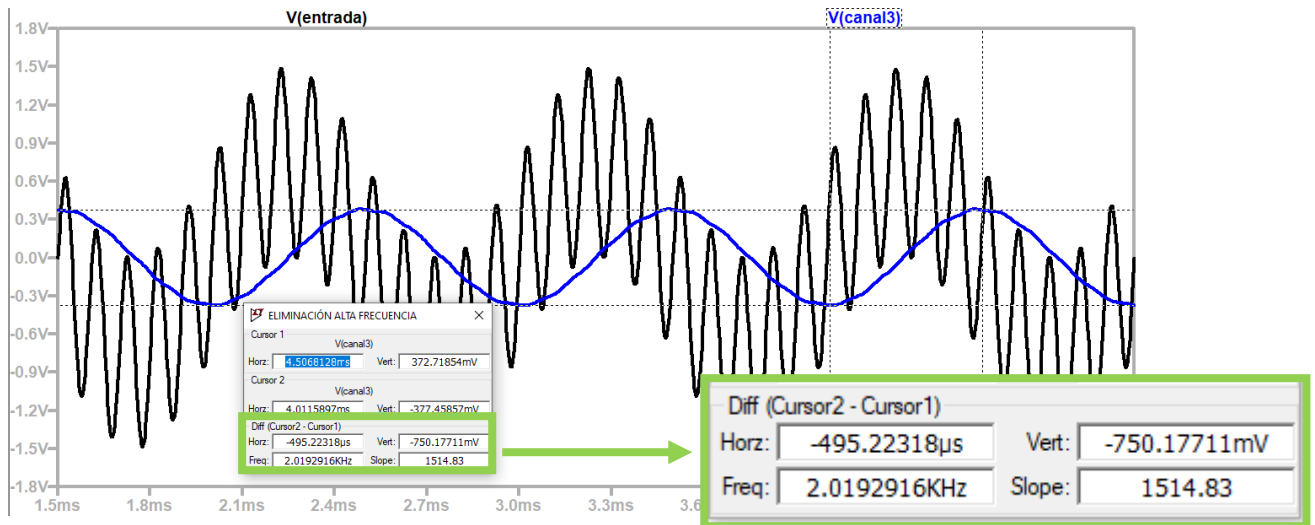


Figura 11: Salida Filtro Paso Bajo Segundo Orden

En la salida de este filtro, se observa una atenuación de 40 dB, así como un desfase de 90° respecto a la señal original. Ambos fenómenos se pueden medir siguiendo los métodos empleados en Filtro Paso Bajo Primer Orden y Filtro Paso Bajo Segundo Orden Sallen-Key.

Por otro lado, midiendo la amplitud de la componente de 1 kHz se puede comprobar una atenuación de 6 dB, producida por la suma de las ganancias de los dos filtros.

Para reducir la atenuación producida por los filtros, se pueden ajustar los potenciómetros modificando la frecuencia de corte de cada filtro hasta obtener la misma atenuación que en el resto de los casos (3 dB). En este caso, ajustando ambas frecuencias a 1,5 kHz se puede observar que a la salida (figura 12, rojo) se obtiene una mayor presencia de la señal de 10 kHz que en el caso de los dos filtros paso bajo de primer orden en cascada (azul) pero a cambio se obtiene la misma atenuación que en el filtro de segundo orden (negro).

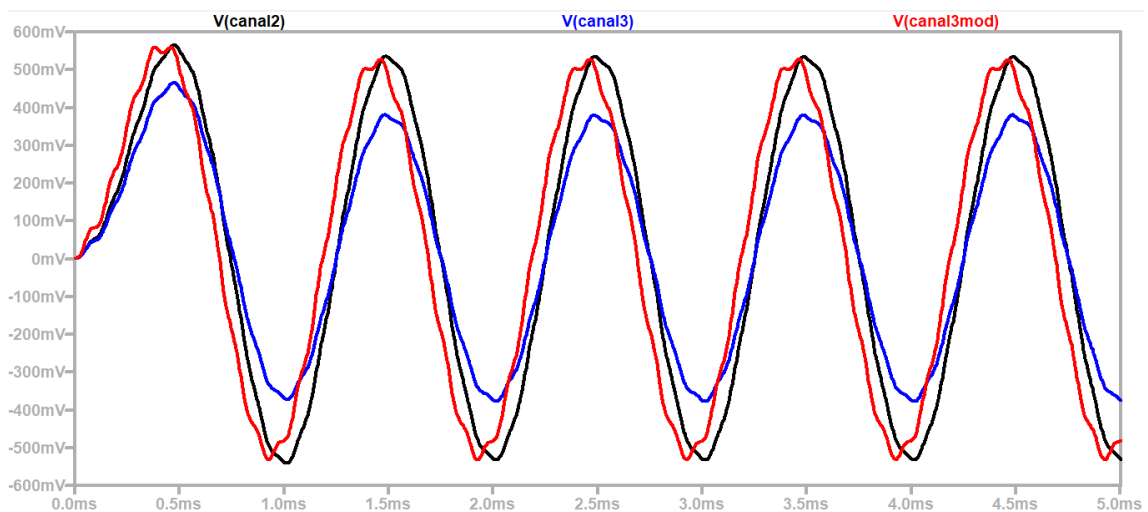


Figura 12: Comparación de las salidas de los filtros

ELIMINACIÓN DE RUIDO DE 50 Hz

En este experimento se comparará el funcionamiento de los filtros paso alto de primer y segundo orden. Para ello se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectarán las señales 1 y 2, tal y como se muestra en la figura 13. Módulos necesarios:

- 3x Filtro paso alto primer orden activo
- 1x Filtro paso alto segundo orden Sallen-Key
- 5x Módulos de conexión

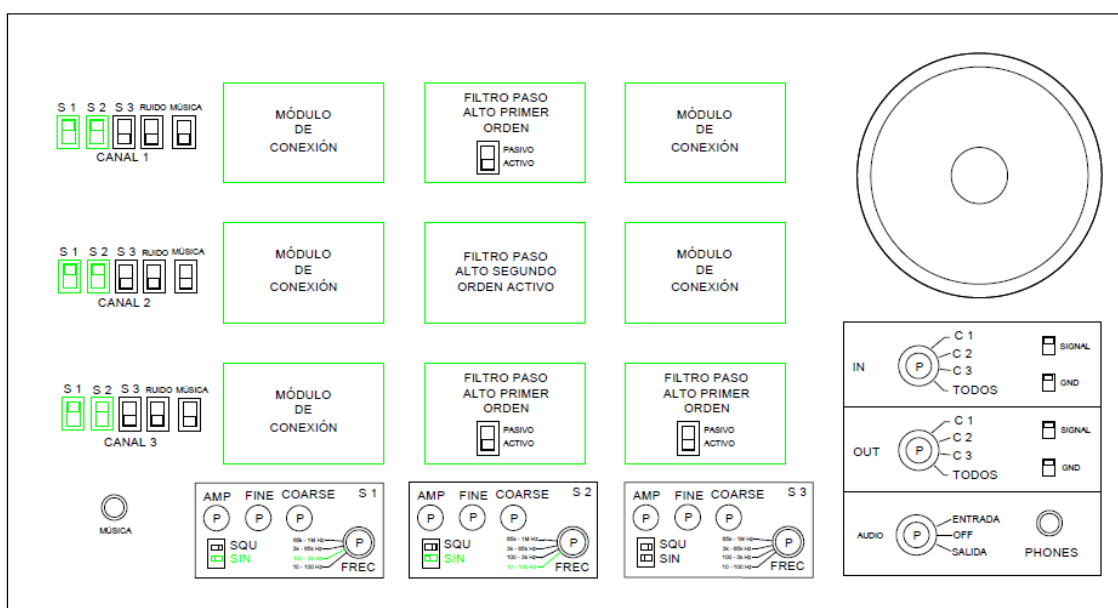


Figura 13: Montaje del experimento

En el experimento se comparará el funcionamiento del filtro paso alto de primer orden, el filtro paso alto segundo orden Sallen-Key y dos filtros paso alto de primer orden en serie sometiénolos a las mismas señales. Para ello, se emplearán frecuencias a partir de 500 Hz (entre 500 Hz y 20 kHz) en el canal 1, donde se seleccionará el modo senoidal pura. En el canal 2, se seleccionará una onda senoidal a una frecuencia de 50 Hz.

Para iniciar el experimento se debe tener todos los potenciómetros al mínimo ($f_c < 20$ Hz) de forma que no afecten a la señal y se pueda ver la resultante de ambas entradas. Posteriormente se irá girando el potenciómetro de forma gradual hasta lograr que la señal de 50 Hz se atenúe lo máximo posible sin afectar a la señal de 500 Hz. En este punto se valora qué filtro es capaz de filtrar mejor el ruido de 50 Hz y cuál es su efecto sobre la señal de 500 Hz.

Analizando los filtros por separado se obtienen los siguientes resultados.

Filtro Paso Alto Primer Orden

En la figura 14, se presenta el diagrama de Bode del filtro con frecuencia de corte de 500 Hz. Se puede observar un adelanto de la señal a la frecuencia de corte, ya que la fase comienza en 90° y decrece hasta anularse, por lo que a la frecuencia de corte se obtienen 45° de adelanto. Por otro lado, la atenuación se mantiene en -3 dB a la frecuencia de corte.

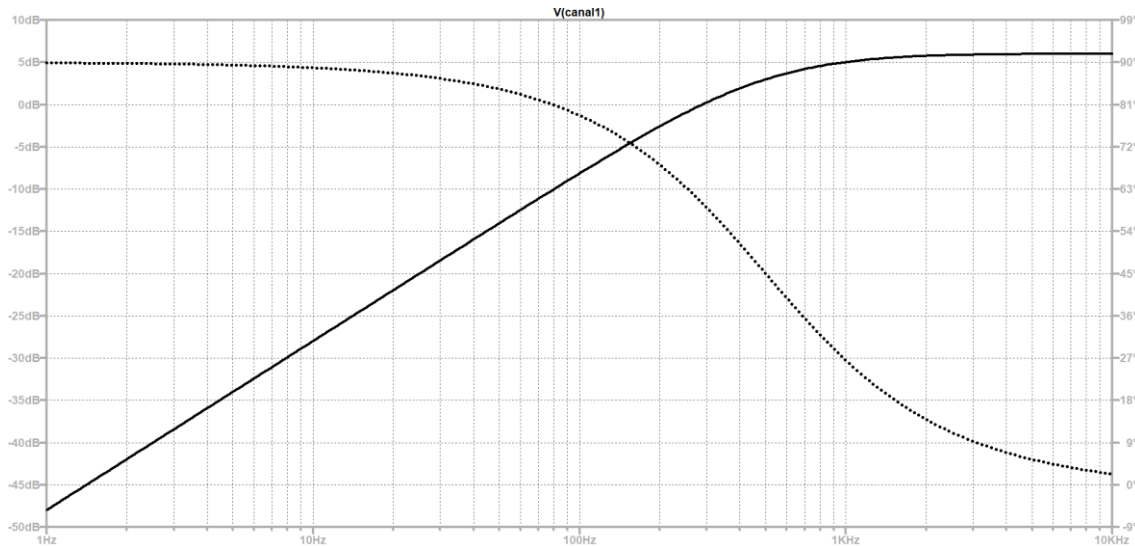


Figura 14: Diagrama de Bode Filtro paso alto primer orden

En cuanto a la señal de salida (figura 15), se obtiene una amplitud de 1,06 V a 500 Hz, lo que supone una atenuación de 3 dB (ejemplo de cálculo en Filtro Paso Bajo Primer Orden) mientras que en la señal de 50 Hz se observa una amplitud de 0,15 V, lo que supone una atenuación de 20 dB.

En la fase se puede observar un adelanto de 250 microsegundos, lo que supone un adelanto de 45° respecto a la señal de entrada (ejemplo de cálculo en Filtro Paso Bajo Segundo Orden Sallen-Key).

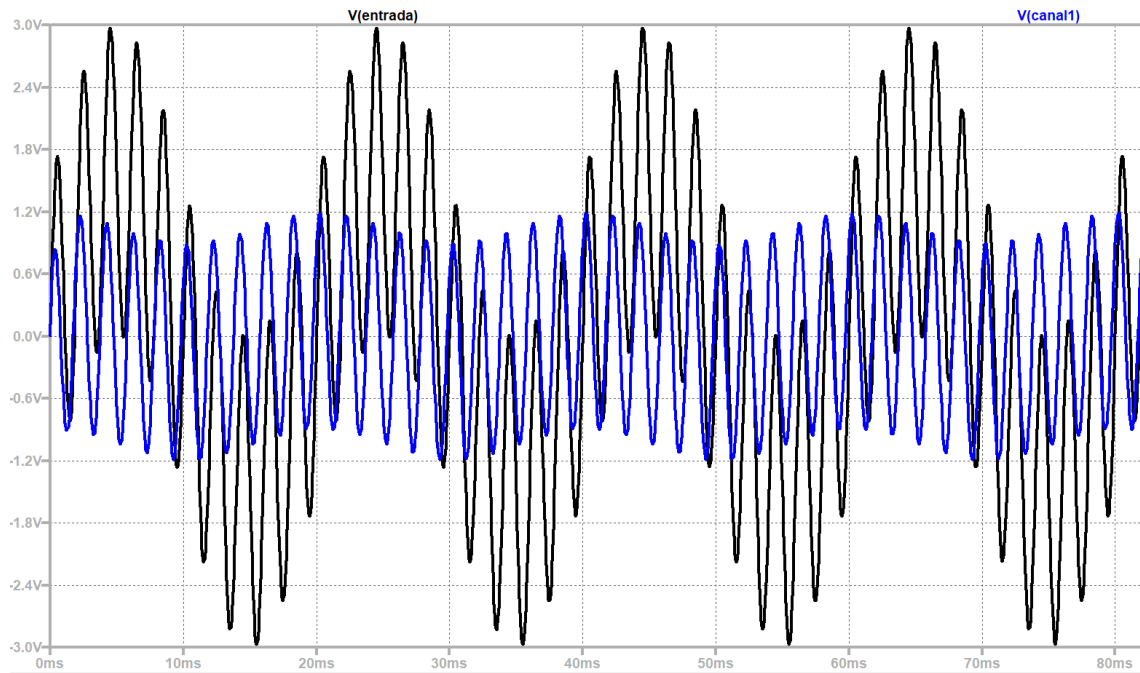


Figura 15: Salida Filtro Paso Alto Primer Orden

Filtro Paso Alto Segundo Orden Sallen-Key

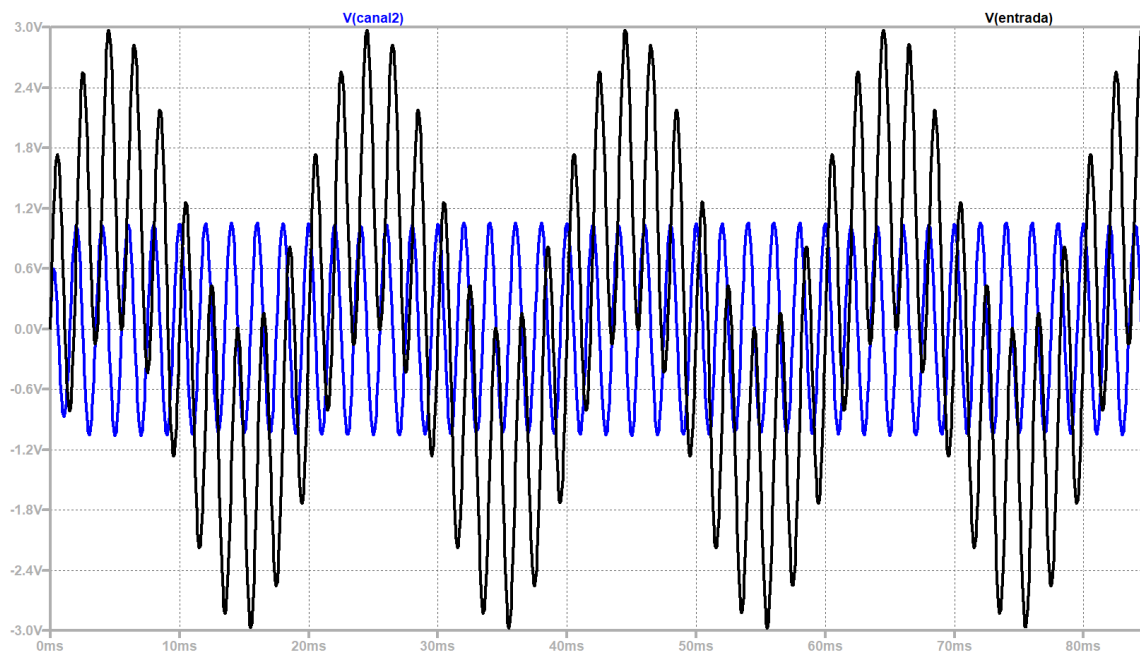
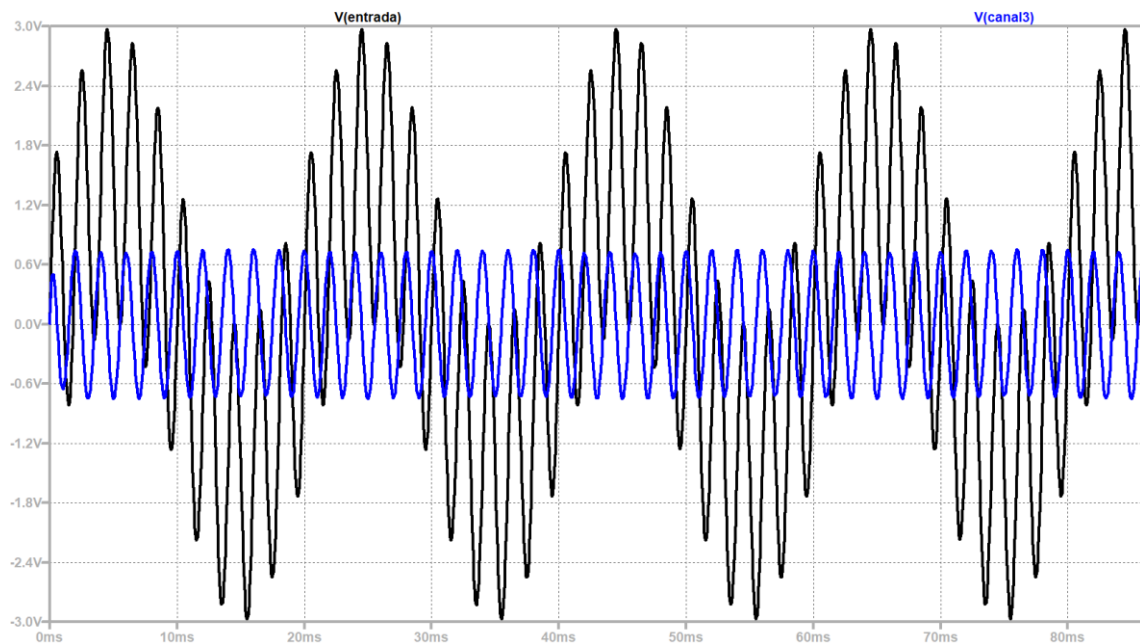


Figura 16: Salida Filtro Paso Alto Segundo Orden Sallen-Key

En este caso, la frecuencia de 50 Hz queda atenuada 100 veces hasta un nivel de 15 mV, lo cual es imperceptible en el contexto del sonido. Por otro lado; la señal de 500 Hz queda atenuada hasta una amplitud de 1,06 V lo cual supone -3 dB.

El adelanto de la señal en este caso es de 500 microsegundos, lo cual supone 90° de adelanto respecto a la señal de entrada.

Filtro Paso Alto Segundo Orden con dos filtros de primer orden

*Figura 17: Salida Filtro Paso Alto Segundo Orden*

En esta configuración de filtros de primer orden en serie obtenemos una atenuación de 6 dB en la señal, lo que se traduce en una amplitud de salida de 0,75 V. Por lo tanto, el proceso de filtrado reduce la señal a la mitad de su amplitud original. Al igual que en el caso del filtro Sallen-Key, la señal de 50 Hz se ve atenuada en 40 dB hasta una amplitud de 15 mV.

En el caso de la fase, observamos un adelanto de 500 microsegundos, lo que supone un adelanto de 90° respecto a la señal de entrada.

SEPARACIÓN DE SEÑALES

En el experimento se observará el procedimiento de separación de ondas de tres frecuencias empleando filtros. Para ello, se colocará el filtro paso alto en el canal 1, el paso banda en el canal dos y el paso bajo en el canal 3 tal y como se muestra en la figura 18.

Para este experimento se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectarán las señales 1, 2 y 3. Módulos necesarios:

- 1x Filtro paso alto segundo orden Sallen-Key
- 1x Filtro paso bajo segundo orden Sallen-Key
- 1x Filtro paso banda Sallen-Key (1500 Hz)
- 6x Módulos de conexión

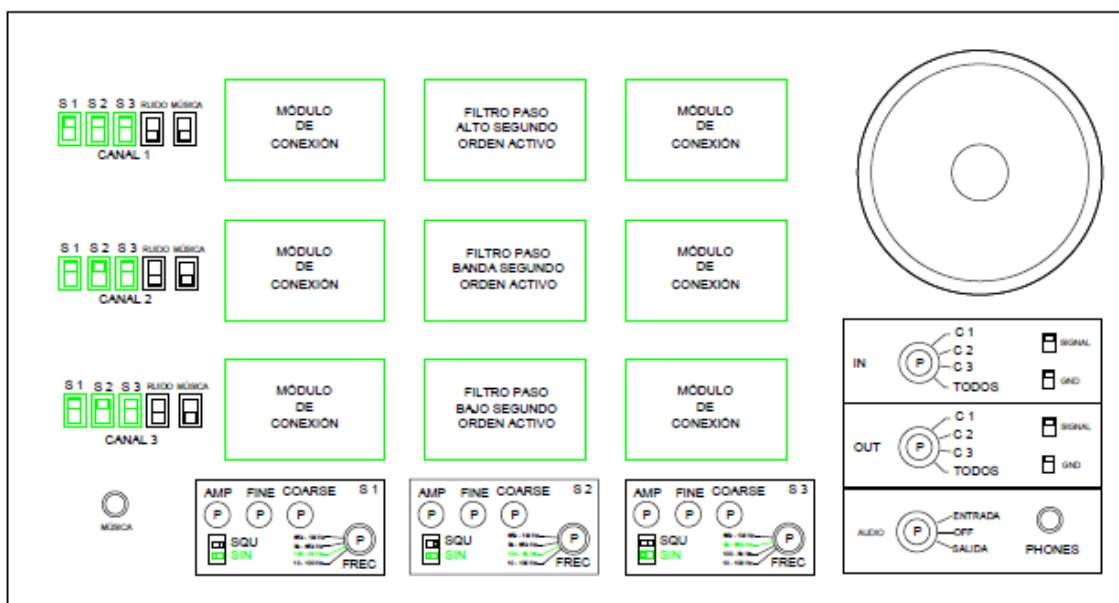


Figura 18: Montaje del experimento

Para realizar el experimento, se seleccionará en el generador 1 una onda senoidal de 50 Hz (figura 19), en el 2 una de 1500 Hz (figura 20) y en el 3 una de 20 kHz (figura 21).

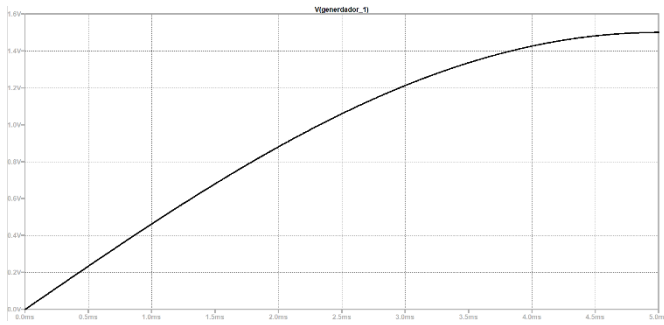


Figura 19: Señal de 50 Hz

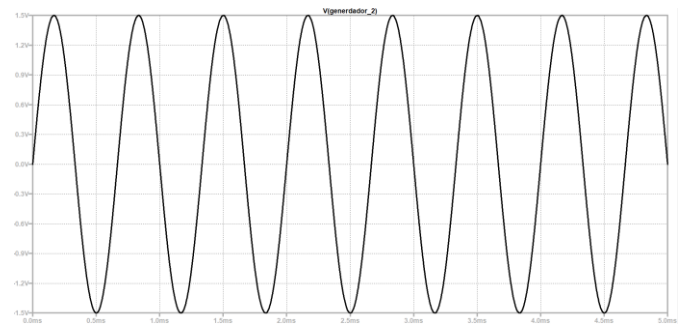


Figura 20: Señal 1,5 kHz

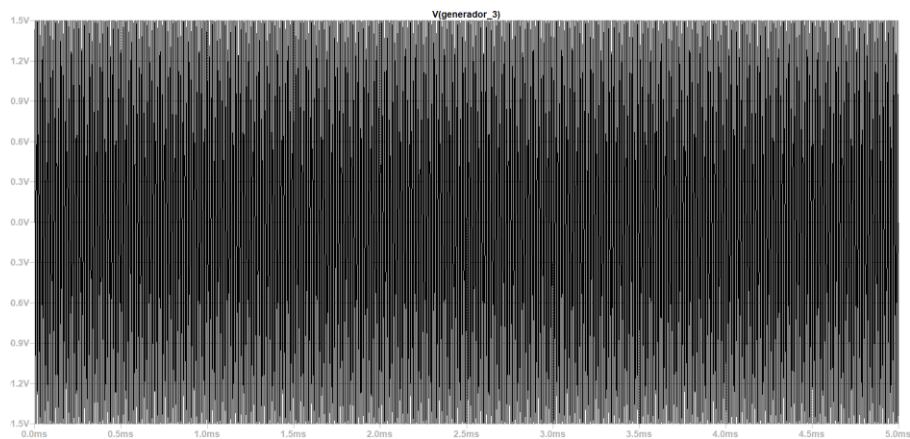


Figura 21: Señal de 20 kHz

La señal de entrada a los filtros será la suma de las tres, mostrada en la figura 22.

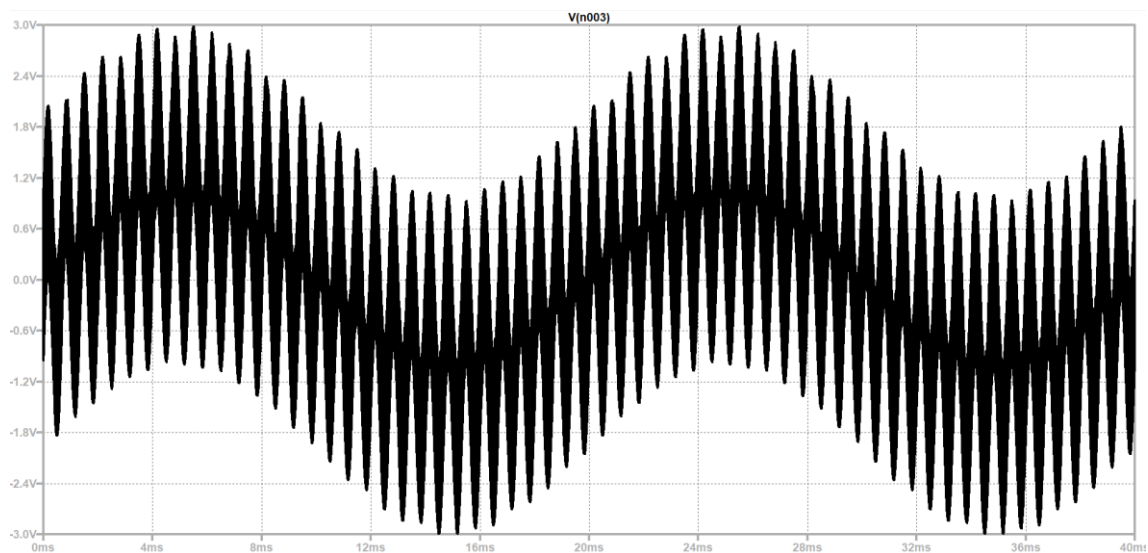


Figura 22: Señal de entrada de la etapa de filtrado

Para calibrar los filtros, se seleccionará cada canal por separado y se ajustará el potenciómetro hasta que se obtenga una frecuencia de corte de 50 Hz en el filtro paso bajo y de 20 kHz en el paso alto. Después se analizará la salida de cada filtro de forma individual.

FILTRO PASO ALTO

Analizando el diagrama de Bode del filtro empleado (figura 23), se observa que se obtiene una leve atenuación en la frecuencia de 20 kHz además de un adelanto de 90° respecto a la entrada, propio de un filtro de segundo orden.

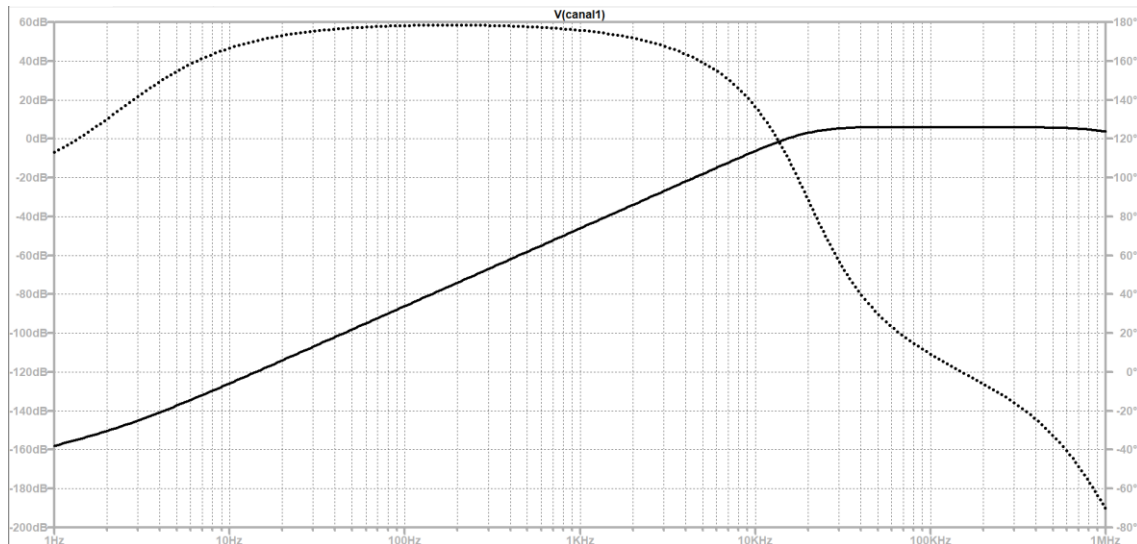


Figura 23: Diagrama de Bode filtro paso alto

Analizando la salida del canal 1 (figura 24), se obtiene una señal de 1,06 V de amplitud (atenuación de 3 dB). Además, se puede apreciar una pequeña aportación de la señal de 1,5 kHz, que estará atenuada aproximadamente 40 dB.

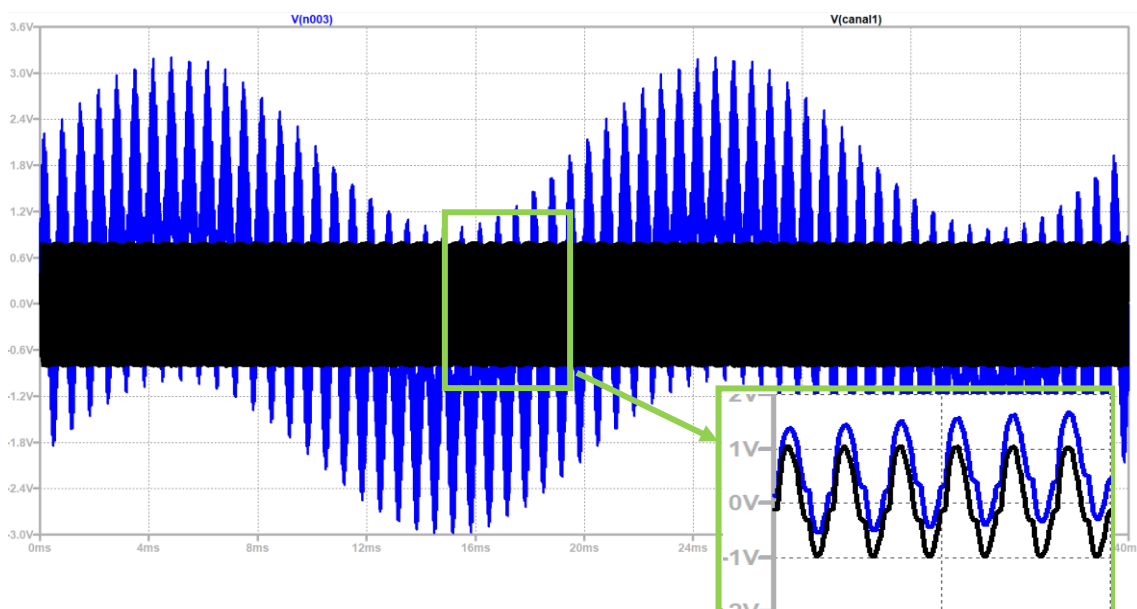


Figura 24: Ampliación señal de salida

FILTRO PASO BANDA

En la figura 25, se presenta el diagrama de Bode del filtro paso banda. En él se observa el grado de atenuación del filtro en las frecuencias de 50 Hz y 20 kHz. Por otro lado, se observa que no hay desfase en la frecuencia de corte.

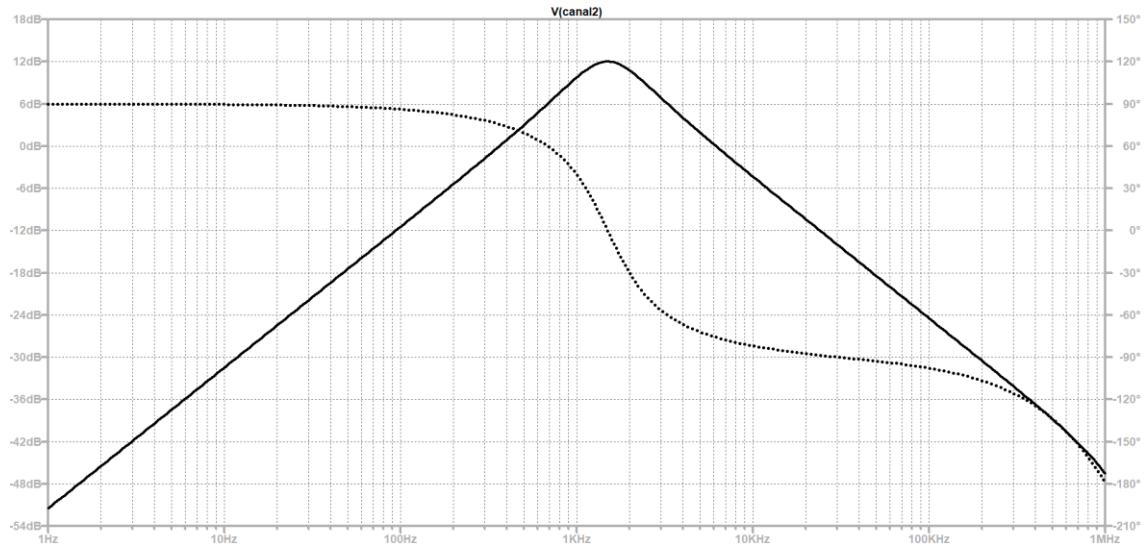


Figura 25: Diagrama de Bode filtro paso banda

En la señal de salida (figura 26) se observa un aumento de ganancia de 1,3 veces la señal de entrada, lo que equivale a 2,5 dB, derivado de los cálculos de implementación del filtro (Anexo III).

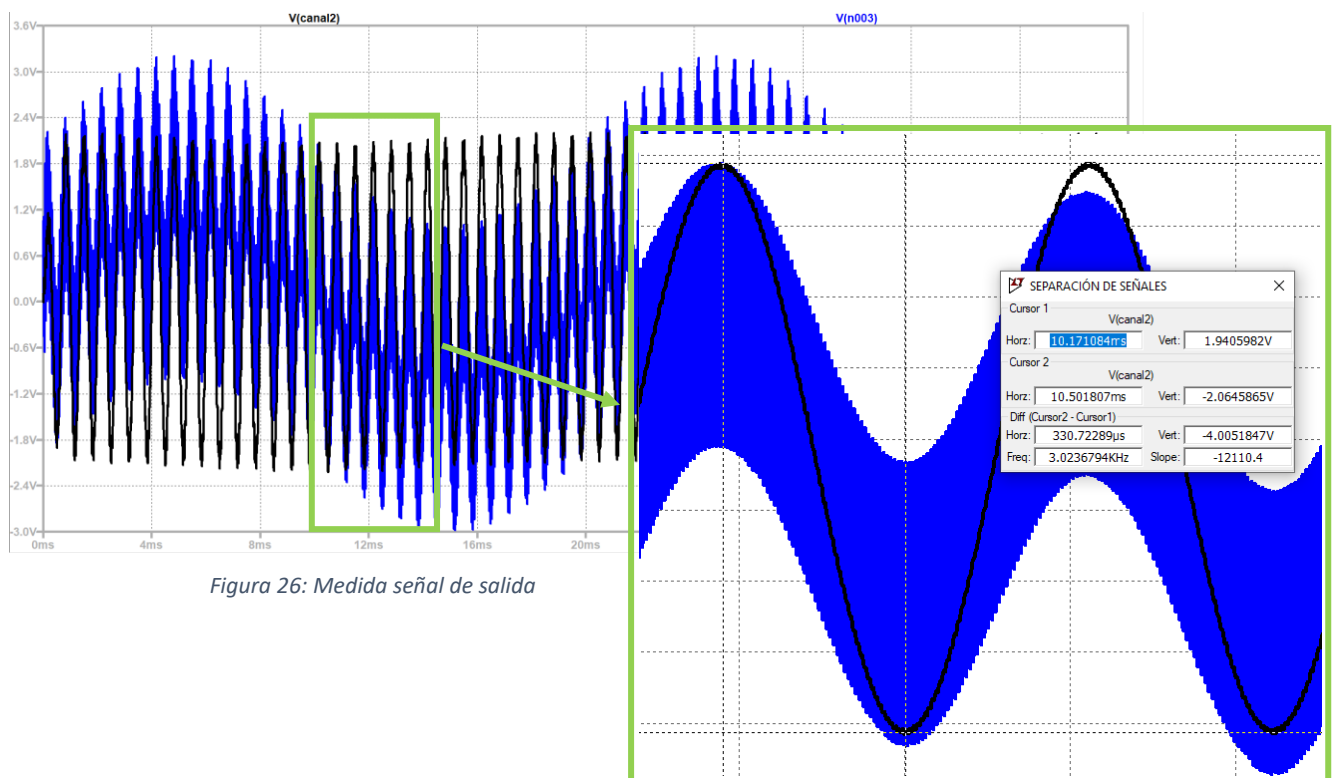


Figura 26: Medida señal de salida

FILTRO PASO BAJO

En el caso del filtro paso bajo de 50 Hz de frecuencia de corte, se observa una atenuación muy superior al resto de filtros en las frecuencias superiores. Además, se aprecia el desfase de 90° en atraso respecto a la señal de entrada.

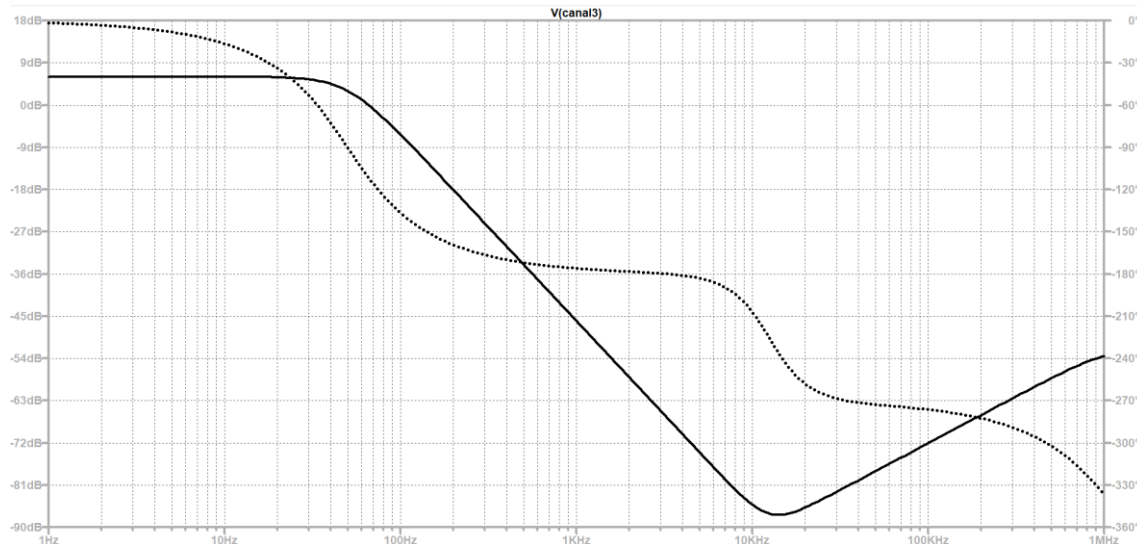


Figura 27: Diagrama de Bode filtro paso bajo

En la señal de salida del filtro (figura 28), se puede comprobar que la señal obtenida es casi pura, atenuada 3 dB (amplitud de 1,06 V) y con un claro retardo de un cuarto de periodo (90°), que en la señal se traduce en 5 ms.

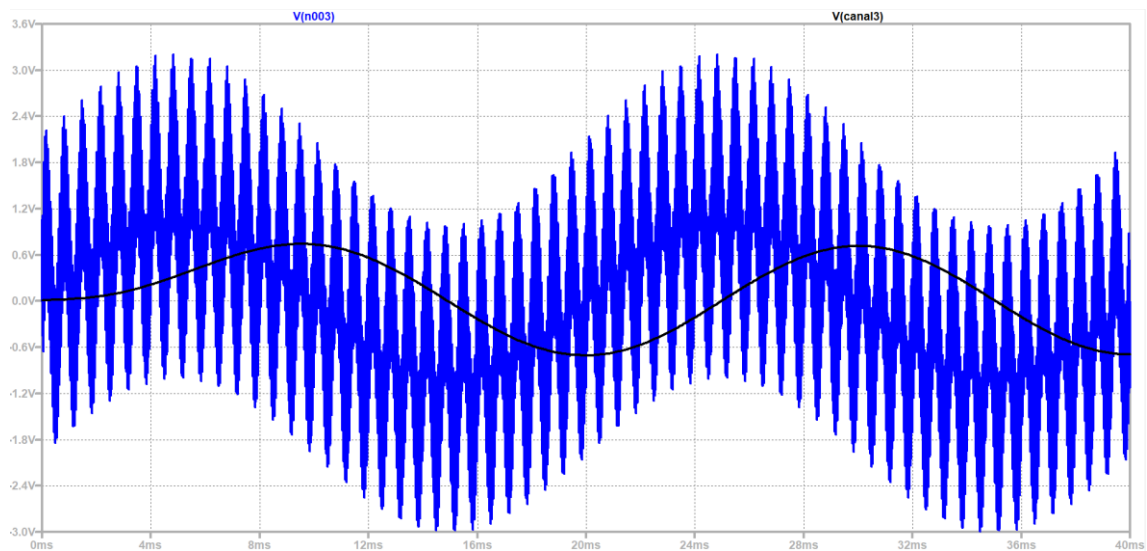


Figura 28: Señal de salida del filtro

COMPARACIÓN SALIDA – ENTRADA

Una vez se realiza el proceso de filtrado, se selecciona la suma de los tres canales a la salida de forma que se pueda apreciar cómo afectan los filtros a la señal original.

En la figura 29 se presenta una gráfica que compara la señal de entrada (negro) con la de salida sumada (azul).

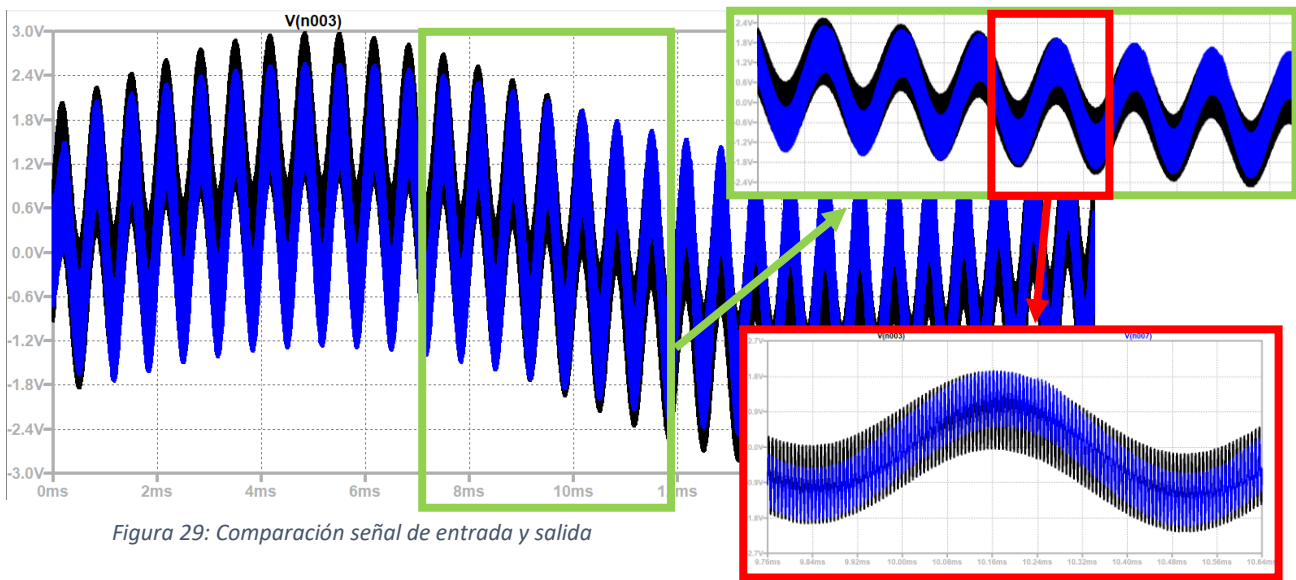


Figura 29: Comparación señal de entrada y salida

A simple vista se puede observar la atenuación de la componente de 50 Hz, ya que la señal de salida queda más plana que la de la entrada dejando visibles partes de la onda de entrada en los picos.

Por otro lado, se observa que la señal de salida es algo más delgada que la de entrada, debido a la atenuación producida por el filtro paso alto sobre la señal de 20 kHz.

Por último, en la ampliación de la figura 29 se puede apreciar que las amplitudes coinciden. Esto se debe a que la atenuación sobre la señal de 20 kHz se ve compensada por la amplificación que se produce en el filtro paso banda, por lo que la señal resultante se ve más delgada, pero con la misma amplitud salvando el efecto de la atenuación de la componente de 50 Hz.

ELIMINACIÓN DE UNA SEÑAL DE 1,5 kHz

Para este experimento se emplearán dos canales del panel, a los que se conectarán las señales 1, 2 y 3. Módulos necesarios:

- 1x Filtro paso alto segundo orden activo
- 1x Filtro paso bajo segundo orden activo
- 1x Filtro rechaza banda (1,5 kHz)
- 4x Módulos de conexión

En primer lugar, se selecciona en el generador 1 una senoidal de 50 Hz, en el generador 2 una de 1,5 kHz y en el 3 una de 20 kHz (figuras 19, 20 y 21 del apartado SEPARACIÓN DE SEÑALES). Se realizará el experimento en dos partes.

FILTRO RECHAZA BANDA

En primer lugar, se analizará el comportamiento del filtro rechaza banda. Para ello, se empleará el módulo del filtro y dos módulos de conexión, colocándolos como se muestra en la figura 30.

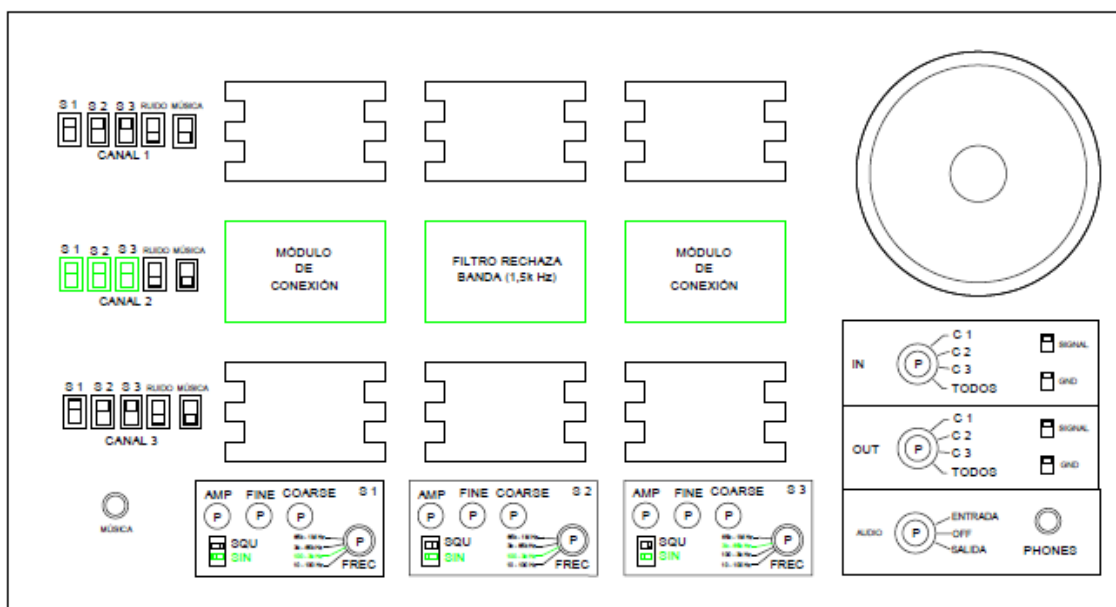


Figura 30: Montaje del experimento

Este filtro, permite omitir una frecuencia concreta de forma muy efectiva como se puede apreciar en la figura 31. Además, prácticamente no altera la fase del resto de frecuencias en un entorno de una década, por lo que mantendrá las señales de 50 Hz y de 20 kHz intactas.

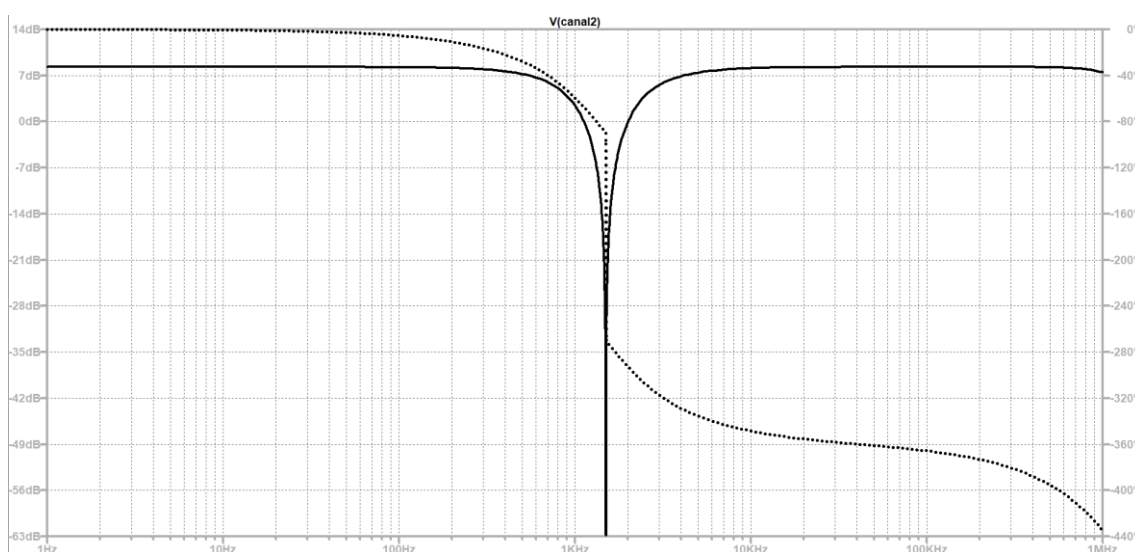


Figura 31: Diagrama de Bode filtro rechaza banda

En la señal de salida (figura 32) se puede comprobar la eficacia del filtro rechaza banda. Las señales de 50 Hz y 20 kHz se mantienen intactas, mientras que la de 1,5 kHz queda totalmente eliminada.

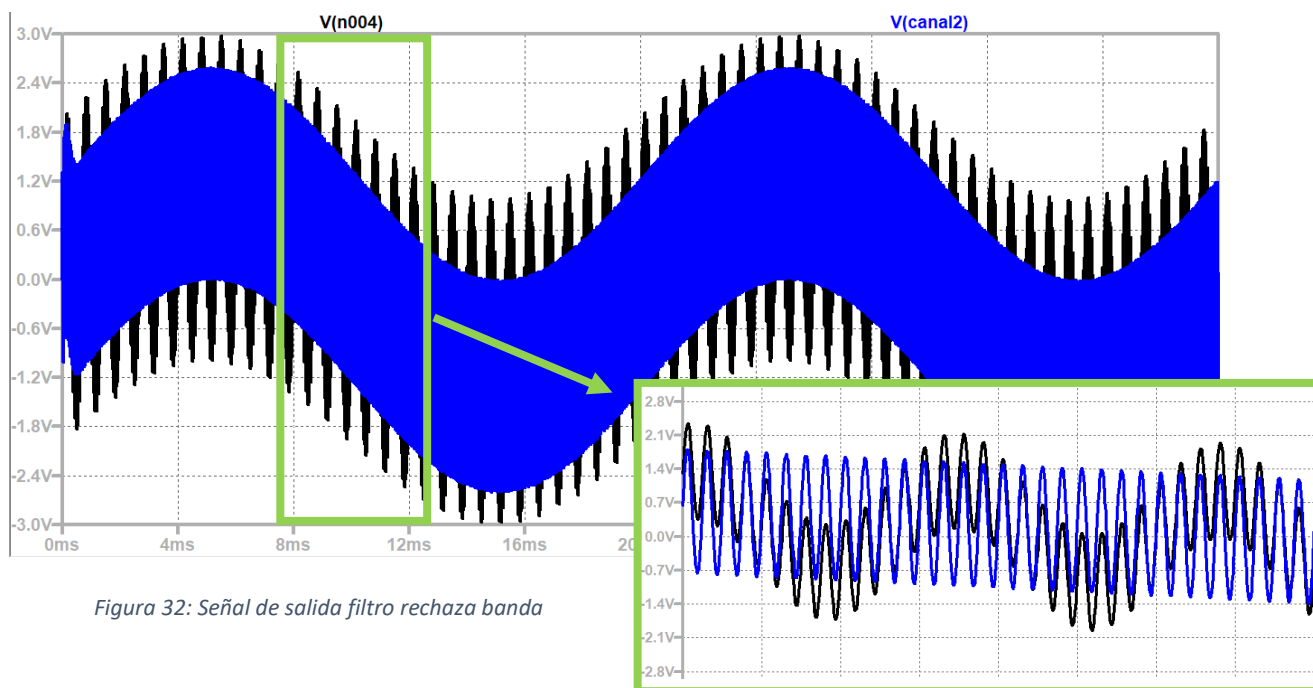


Figura 32: Señal de salida filtro rechaza banda

FILTRO PASO BAJO Y PASO ALTO EN PARALELO

De forma alternativa al filtro rechaza banda, se puede crear un filtro similar empleando un filtro paso bajo y uno paso alto en paralelo. Para ello, se colocarán junto a cuatro módulos de conexión como se muestra en la figura 33. Para observar la salida de ambos filtros en paralelo, será necesario seleccionar el modo “TODOS” a la salida.

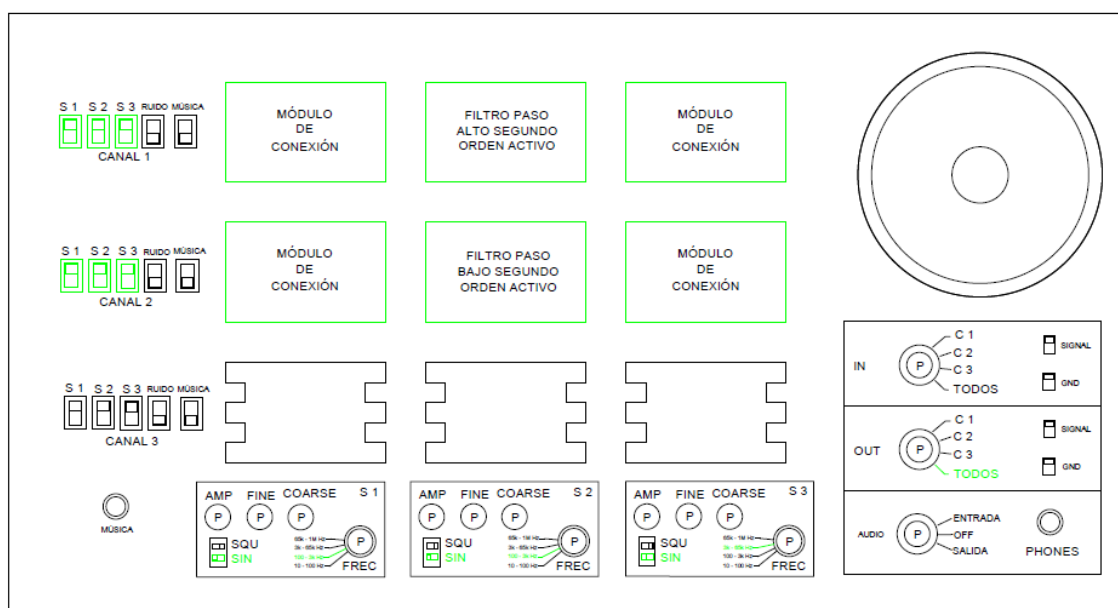


Figura 33: Montaje del experimento

A través del diagrama de Bode resultante de los filtros paso alto y paso bajo de frecuencia de corte 1,5 kHz (figura 34) se observa una gran diferencia en la respuesta. En primer lugar, hay una atenuación importante en las frecuencias superiores. Además, se observa desfases dispares en las distintas frecuencias.

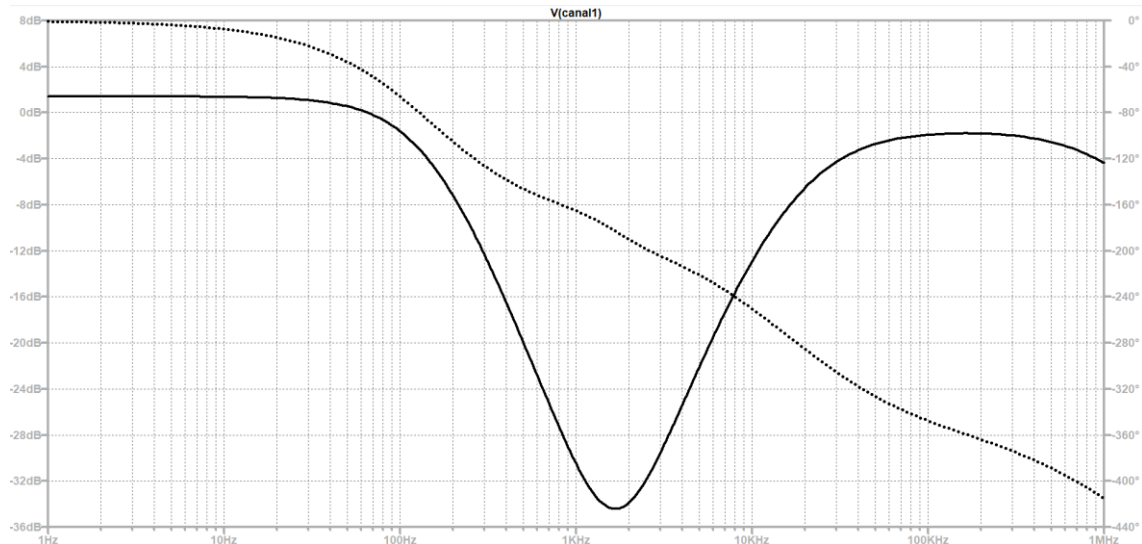


Figura 34: Diagrama de Bode filtro paso bajo y paso alto en paralelo

En la salida (figura 35), los aspectos comentados se traducen en una señal algo más atenuada. La componente de 1,5 kHz se atenúa de forma correcta pero las componentes de 50 Hz y 20 kHz también se ven atenuadas.

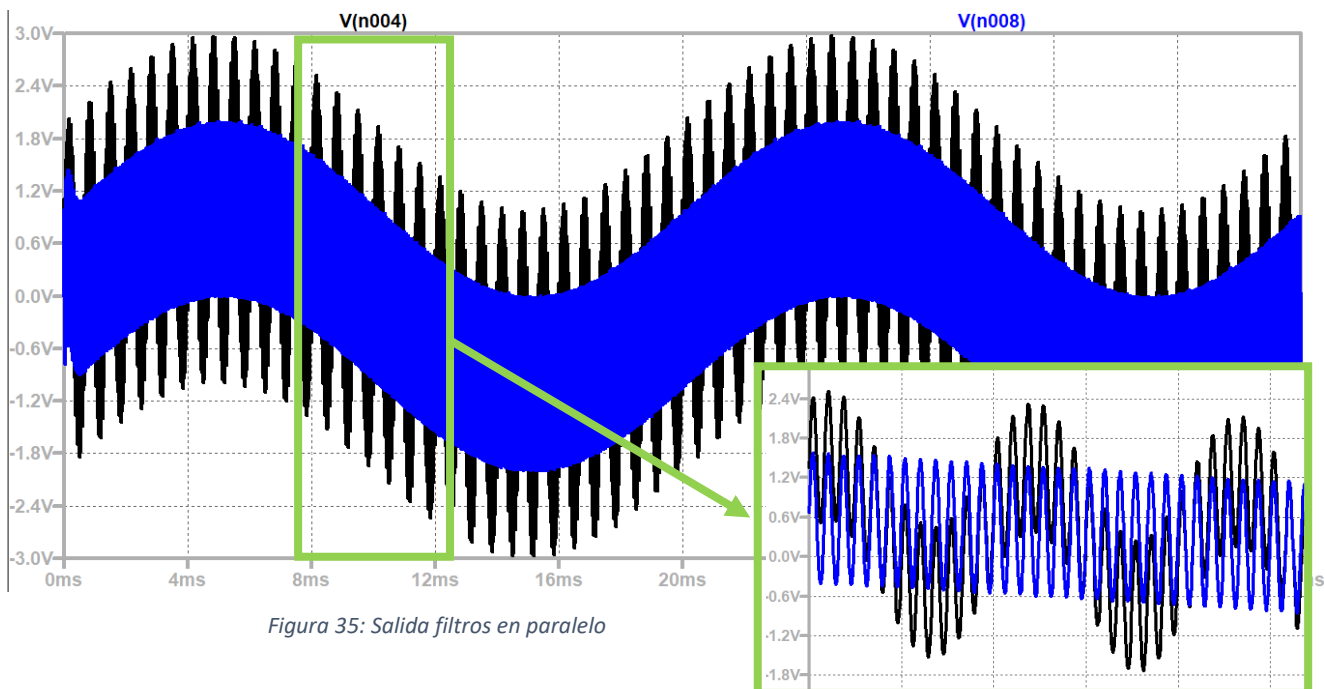


Figura 35: Salida filtros en paralelo

COMPARACIÓN DE LAS DOS SALIDAS

Para ver de forma más clara la diferencia entre ambas opciones, se presenta en la figura 36 las dos salidas junto a la entrada del sistema (negro).

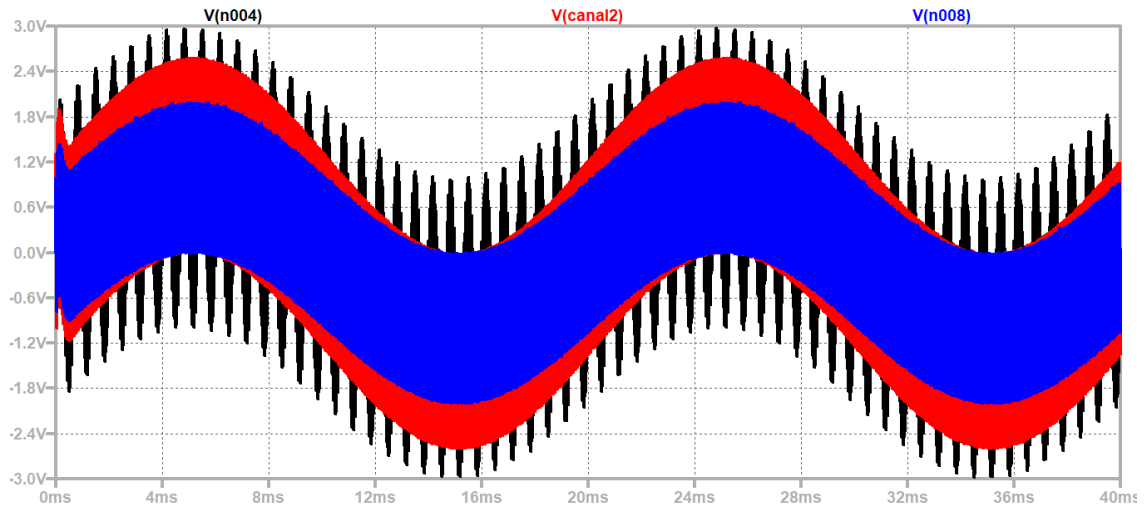


Figura 36: Comparación señales de salida

Se puede comprobar que la salida del filtro rechaza banda (rojo) degrada menos las otras componentes y por lo tanto tiene un mejor funcionamiento en este caso.

DESFASADO DE SEÑALES

Para este experimento se emplearán dos canales del panel, a los que se conectará uno de los generadores. Se recomienda el uso del altavoz para este experimento. Módulos necesarios:

- 1x Filtro pasa todo primer orden
- 5x Módulos de conexión

En el primer canal se conectará el filtro pasa todo junto a dos módulos de conexión, mientras que en el segundo se conectarán tres módulos de conexión tal y como se muestra en la figura 37.

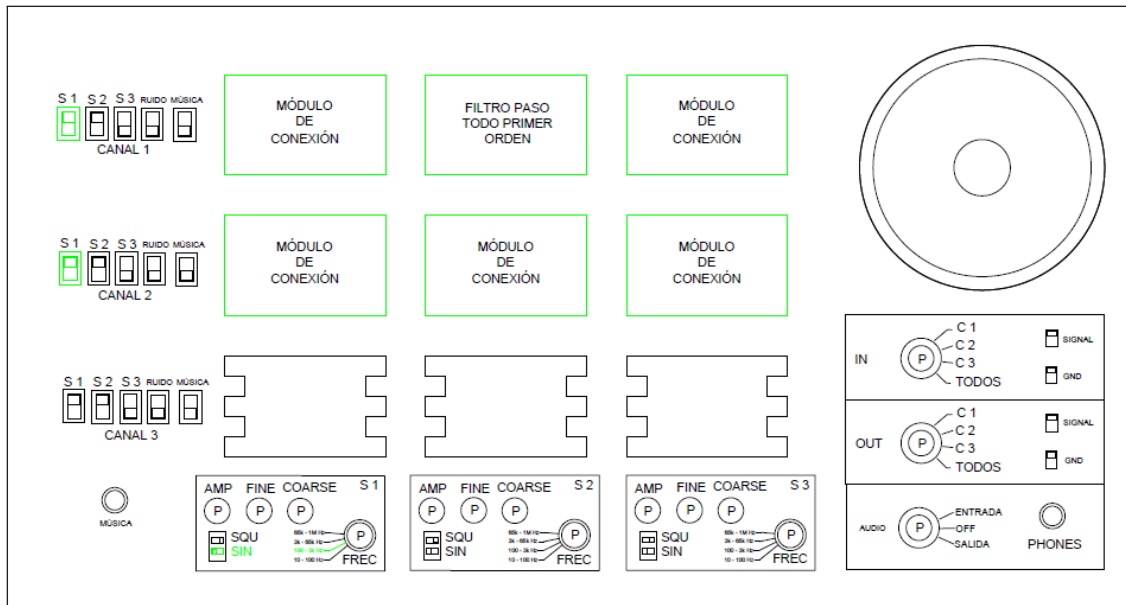


Figura 37: Montaje del experimento

En ambos canales se seleccionará el generador con una frecuencia fija (por ejemplo 1 kHz). Después, se elegirá la suma de los tres canales a la salida y se ajustará el potenciómetro hasta que las señales se cancelen (deje de oírse la nota original). Observando el comportamiento de un filtro paso todo con una frecuencia de corte de 20 Hz (figura 38), se puede deducir que la frecuencia de corte del filtro en el punto que empieza a desfazar la señal original estará dos décadas por debajo de ésta. También se puede observar que el filtro paso todo apenas modificará la ganancia de la señal, únicamente la fase hasta los 180° .

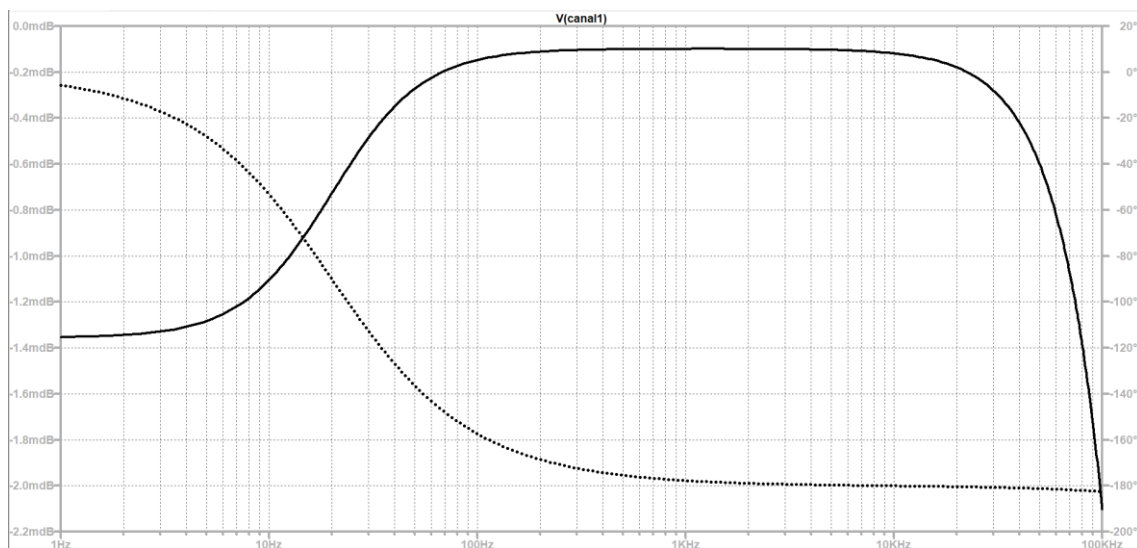


Figura 38: Diagrama de Bode filtro paso todo

De forma gráfica, se puede analizar el efecto del filtro. En la figura 39, se presenta la señal original de 1 kHz (rojo), la salida del filtro con frecuencia de corte de 20 Hz (verde) y la salida sumada de ambos canales (azul). Como se puede comprobar, la señal resultante es prácticamente nula, por lo que dejará de oírse en las salidas de tipo sonoro.

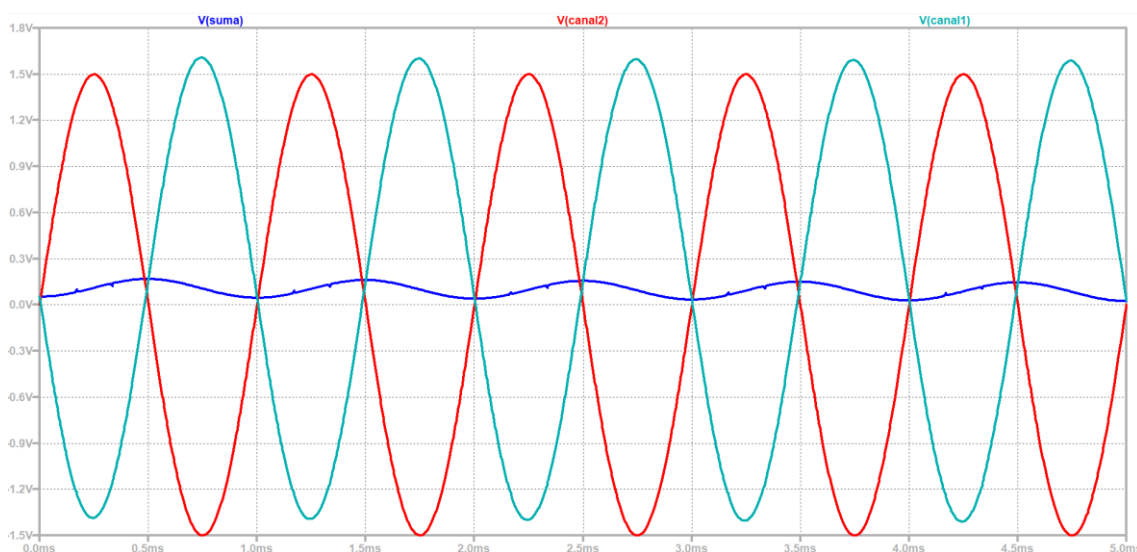


Figura 39: Comparación de las señales de salida

De forma alternativa, se puede emplear una grabación de voz conectada a la entrada de audio del panel para comprobar el efecto de la cancelación, ajustando la frecuencia con el potenciómetro. El espectro de la voz se encuentra entre 250 Hz y 3 kHz, por lo que según se ha visto en el experimento anterior, la frecuencia de corte en ese caso debería ser de 20 Hz de forma que desfase todo el espectro de la voz 180°. El montaje para este experimento se detalla en la figura 40.

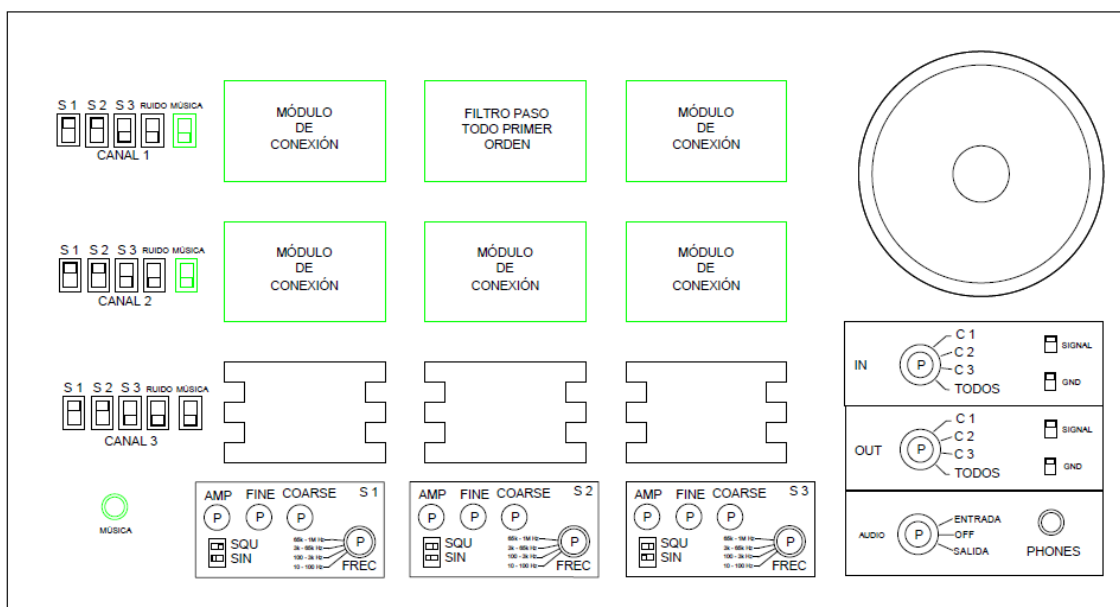


Figura 40: Montaje del experimento

EFFECTO DE LA CARGA EN FILTROS DE PRIMER ORDEN

Para este experimento se emplearán dos canales del panel, a los que se conectarán las señales 1, 2 y 3, tal y como se detalla en la figura 41. Módulos necesarios:

- 1x Filtro paso bajo primer orden activo
- 1x Filtro paso alto primer orden activo
- 2x Módulos de carga
- 2x Módulos de conexión

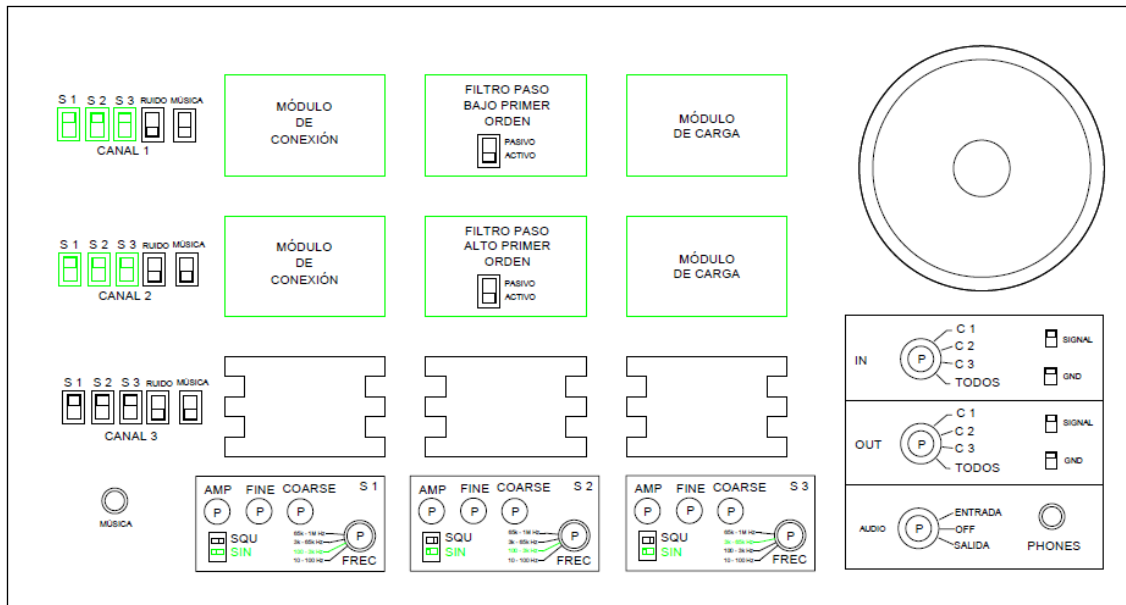


Figura 41: Montaje del experimento

Para este experimento, se elegirán dos frecuencias separadas una década entre sí, por ejemplo 1 kHz (figura 42) Y 10 kHz (figura 43), por lo que la señal de entrada total será la mostrada en la figura 44.

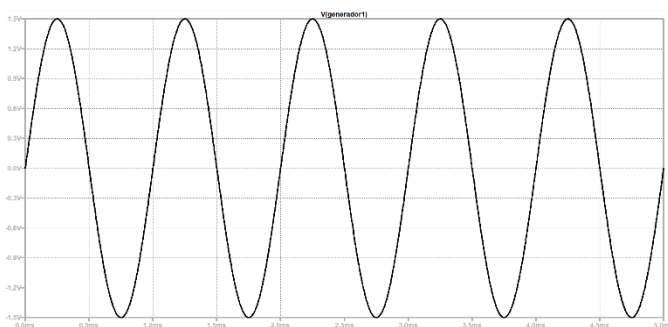


Figura 42: Señal de 1 kHz

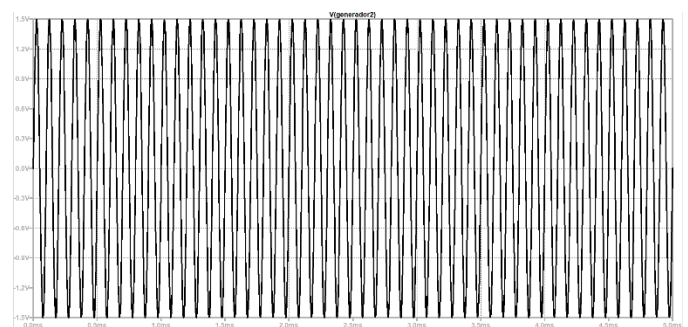


Figura 43: Señal de 10 kHz

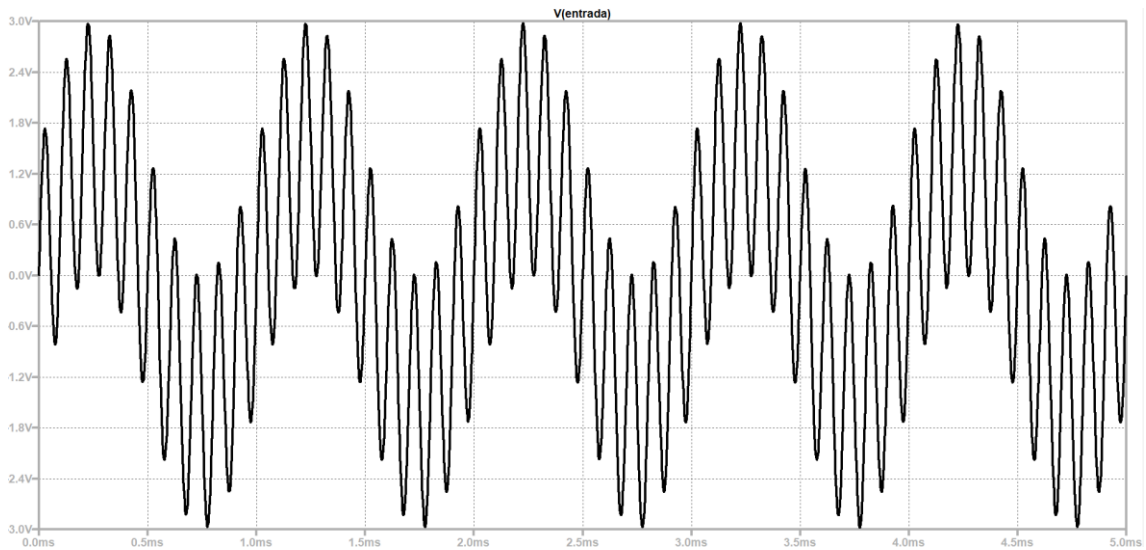


Figura 44: Entrada de la etapa de filtrado

En cada canal se empleará un módulo de conexión, el filtro correspondiente y un módulo de carga. Con el filtro en modo activo y la carga al mínimo, se ajustará el potenciómetro hasta filtrar dos de las tres señales. Posteriormente se elegirá un valor de carga y se comparará el funcionamiento de cada filtro con y sin seguidor para comprobar cómo la carga afecta a la frecuencia de corte.

Para el ejemplo se empleará una carga de $1\text{ k}\Omega$ en ambos filtros y se comparará la salida en modo activo (negro) y pasivo (azul).

En la figura 45 se muestra la salida del filtro paso bajo en los dos casos comentados. En la frecuencia de corte empleada, la resistencia de carga se acopla a la del filtro, generando una atenuación además de modificando ligeramente la frecuencia de corte como se puede ver en el diagrama de Bode (figura 46).

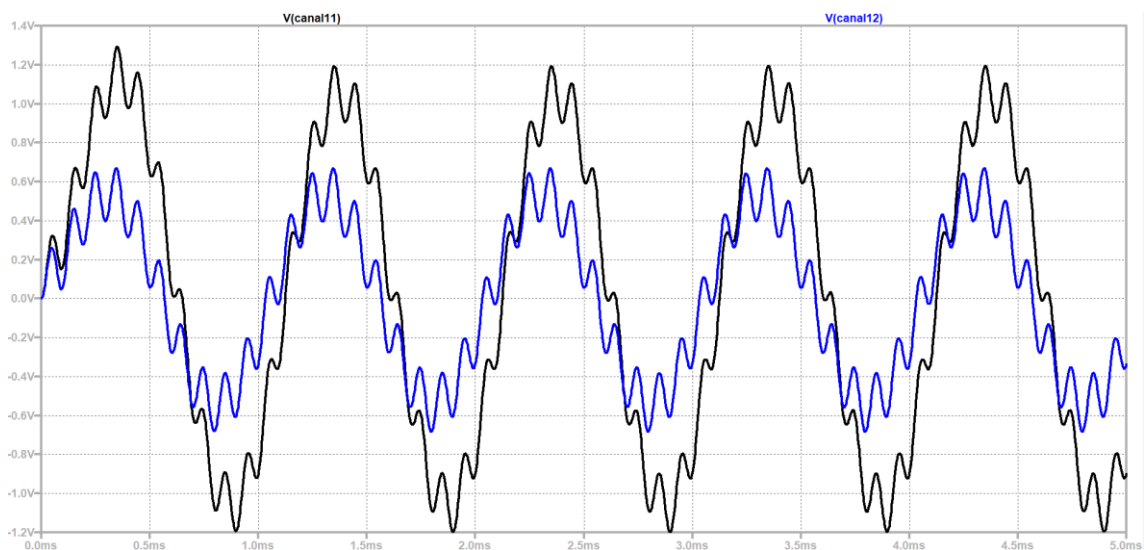


Figura 45: Salida del filtro paso bajo

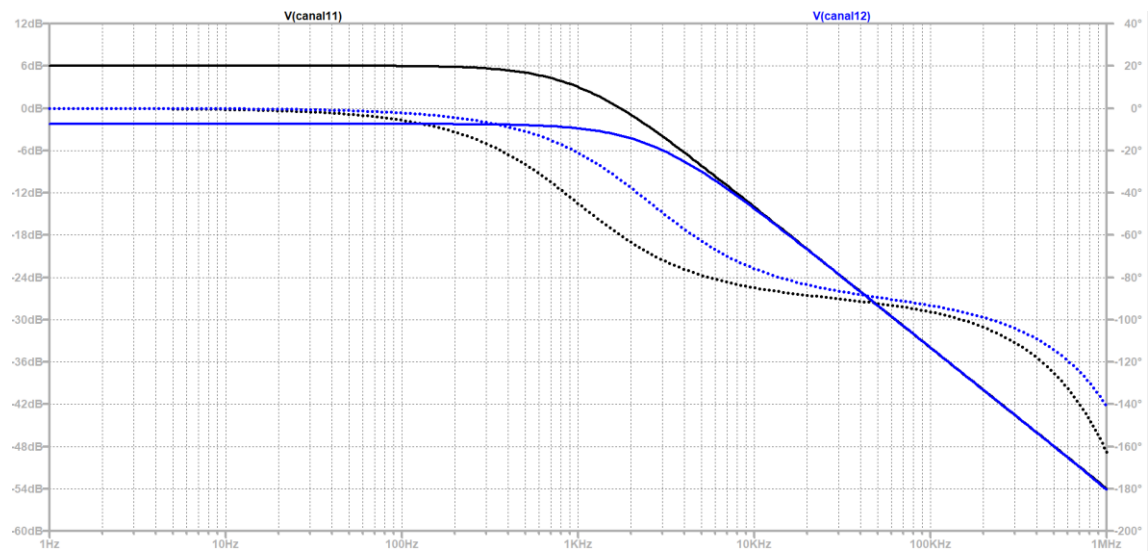


Figura 46: Diagrama de Bode filtro paso activo y pasivo

Para el caso del filtro paso bajo se escoge una frecuencia de corte de 10 kHz. En este caso se observa que el efecto de la carga es menor, obteniendo una atenuación mucho menor que en el caso del filtro paso bajo como se puede observar en la figura 47.

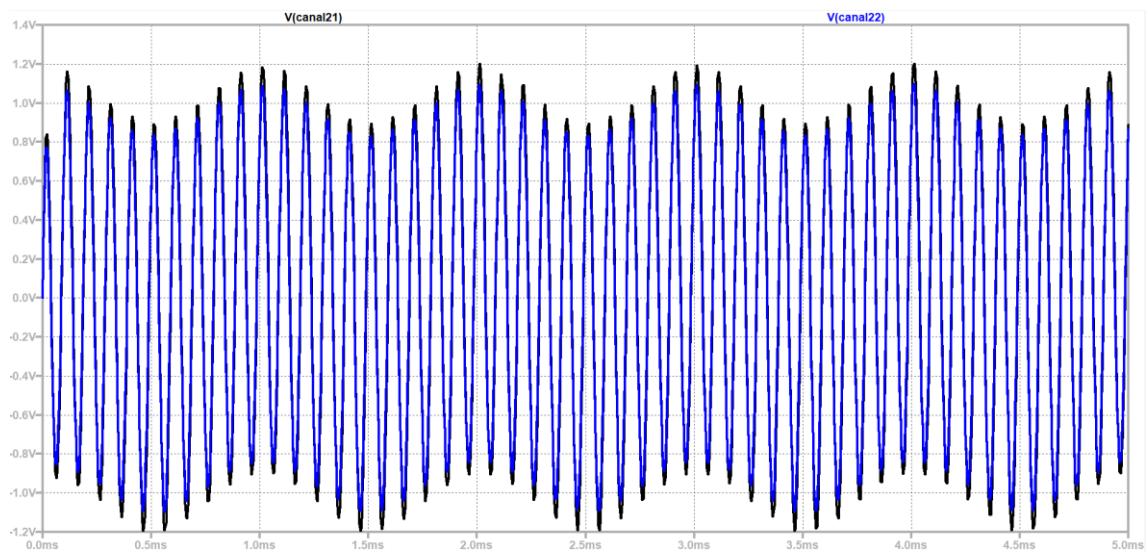


Figura 47: Salida filtro paso bajo con carga

En el diagrama de Bode (figura 48) se puede observar que el comportamiento del filtro apenas se ve alterado por la carga en este caso.

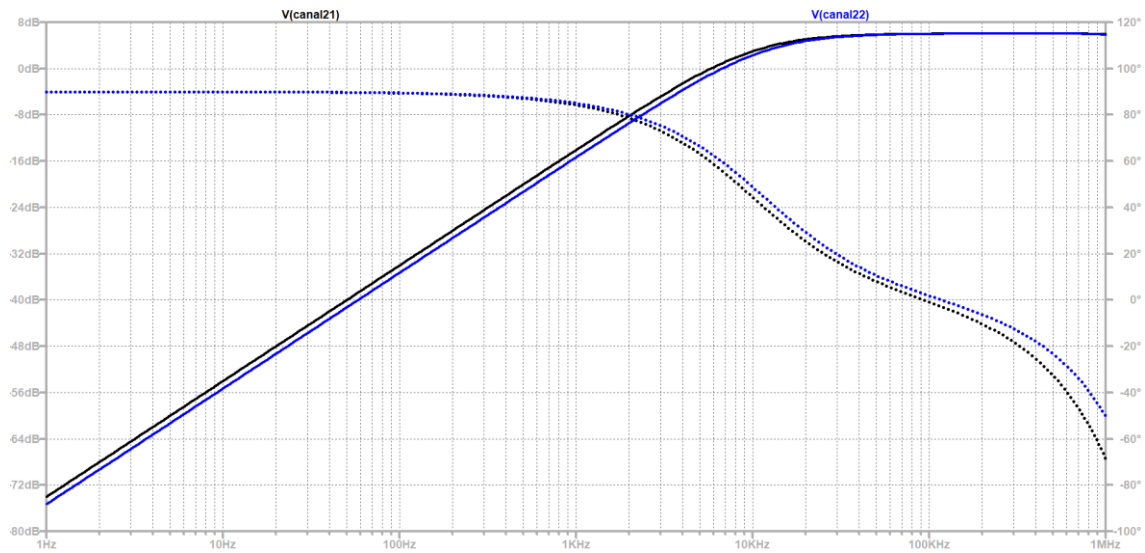


Figura 48: Diagrama de Bode filtro paso alto activo y pasivo

ACOPLAMIENTO DE ETAPAS

Para este experimento se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectarán las señales 1, 2 y 3. En cada canal se empleará un filtro paso alto, un filtro paso bajo y un módulo de carga o de conexión según se muestra en la figura 49. Módulos necesarios:

- 3x Filtro paso bajo primer orden activo
- 3x Filtro paso alto primer orden activo
- 2x Módulos de carga
- 1x Módulo de conexión

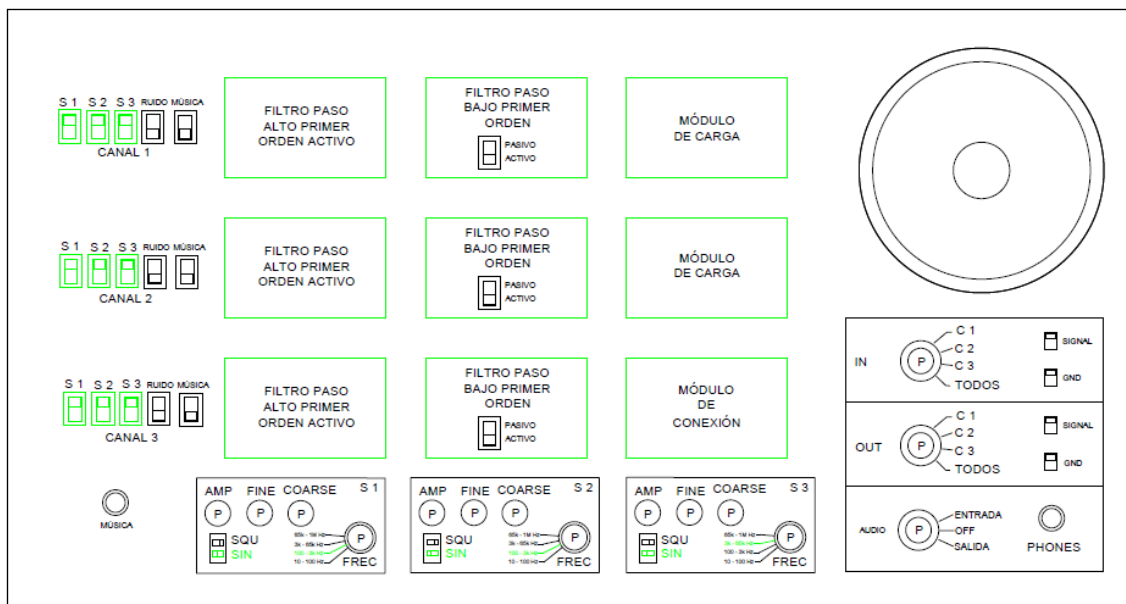


Figura 49: Montaje del experimento

Para este experimento, se elegirán tres frecuencias separadas una década entre sí, por ejemplo 500 Hz (figura 50), 1500 Hz (figura 51) y 15000 Hz (figura 52). Por lo tanto, la señal de entrada total será la mostrada en la figura 53.

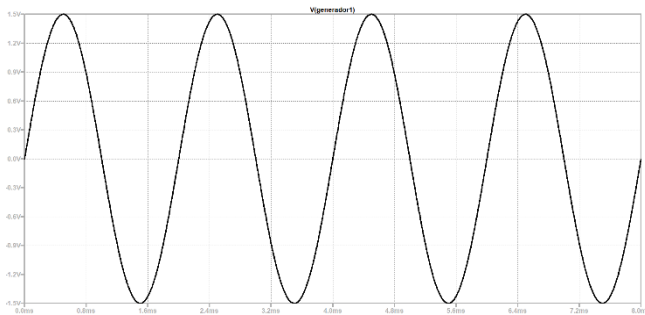


Figura 51: Señal de 500 Hz

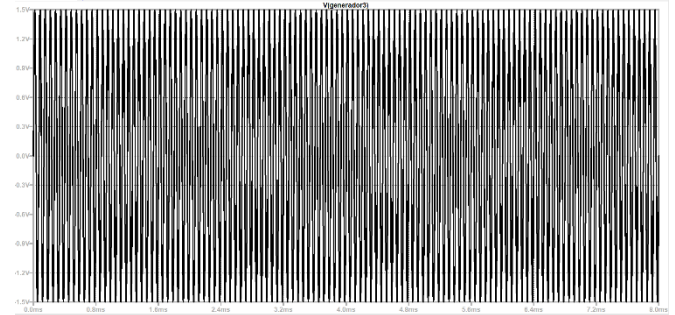


Figura 50: Señal de 1,5 kHz

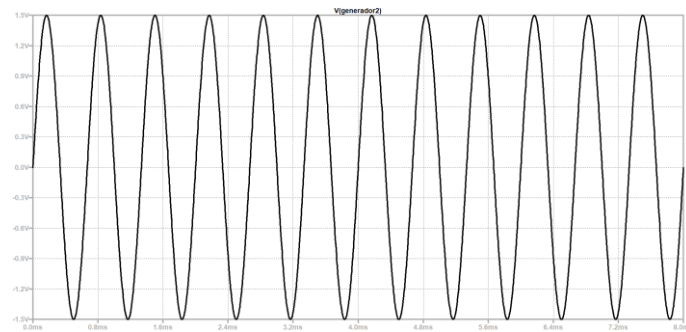


Figura 52: Señal de 15 kHz

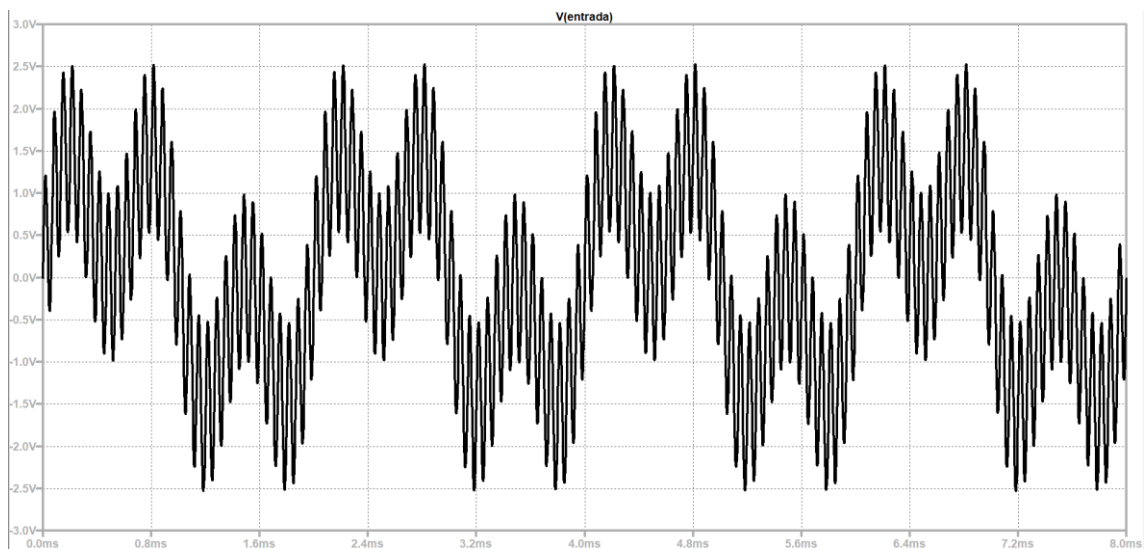


Figura 53: Entrada etapa de filtrado

A continuación, se muestran los diferentes modos de operación por canal.

CANAL 1: DOS FILTROS ACTIVOS CON CARGA DE 100 Ω

Con ambos filtros colocados en modo activo y el valor de la carga en 100 Ω , se analiza la salida (figura 54) y se obtiene una señal de 1,5 kHz atenuada 6 dB y sin desfase, lo cual es propio de dos filtros de primer orden en serie, ya que los desfases se compensan.

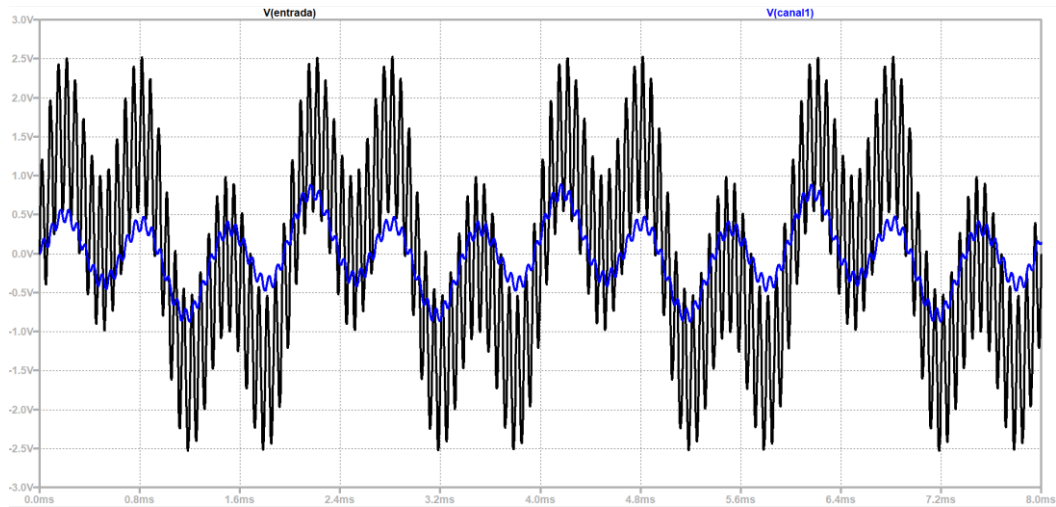


Figura 54: Salida filtros activos con carga de 100 Ω

CANAL 2: DOS FILTROS PASIVOS SIN CARGA

En este caso, se observa que el comportamiento del filtro es muy similar al caso activo. La principal diferencia se encuentra en la ganancia, ya que la señal de salida (figura 55) en este caso queda más atenuada que en el anterior.

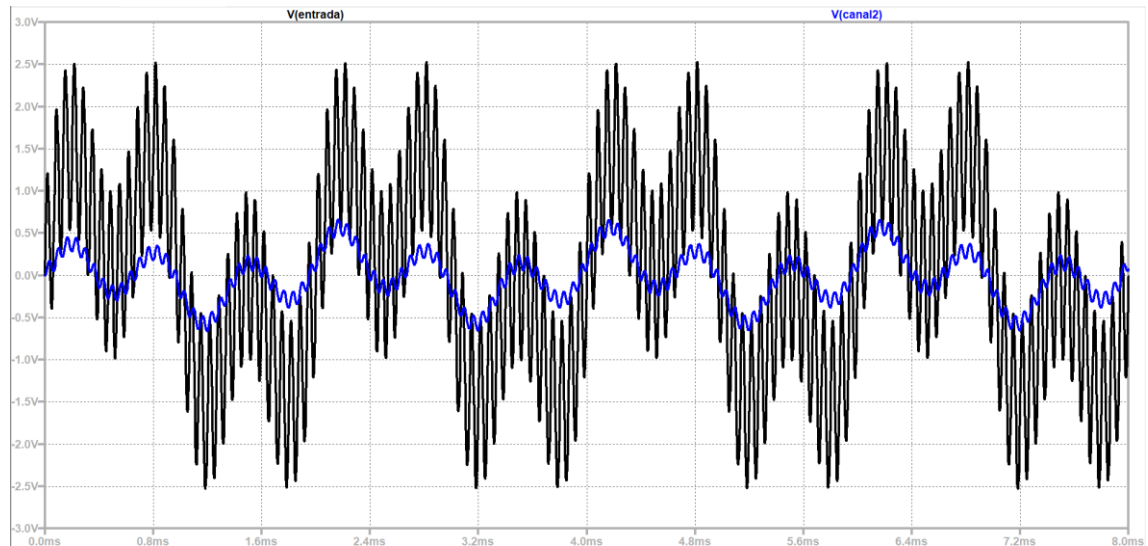


Figura 55: Salida filtros pasivos sin carga

CANAL 3: FILTRO PASO BAJO ACTIVO, PASO ALTO PASIVO CON CARGA DE 100 Ω

En este caso, el efecto de la carga en el filtro paso alto hace que la señal quede prácticamente anulada (figura 56). Se elimina la interacción entre filtros gracias al seguidor, pero se obtiene un acoplamiento del filtro paso alto con la carga, lo que hace que el filtro no valga para aislar la frecuencia deseada.

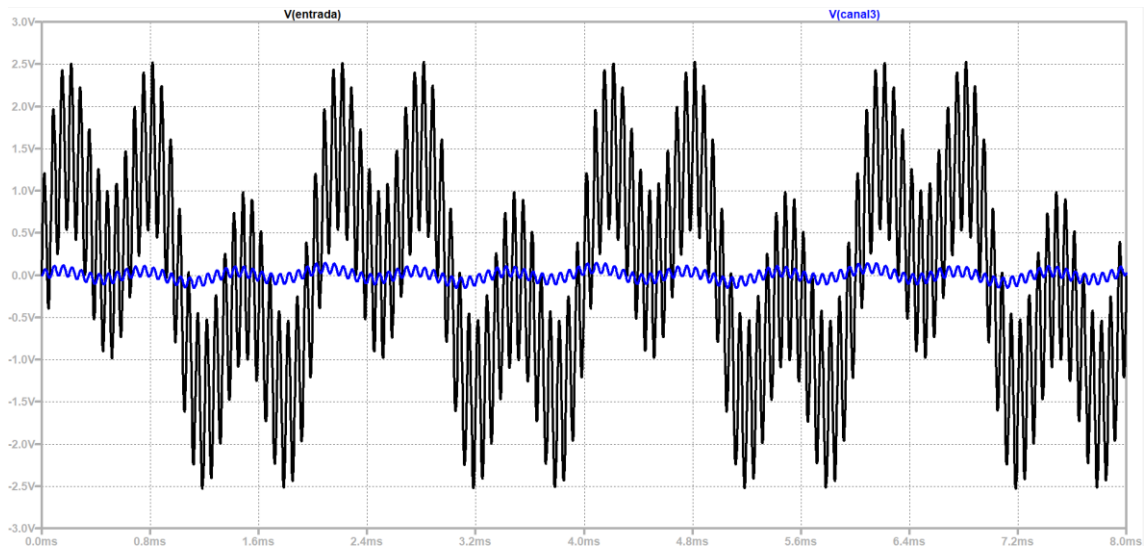


Figura 56: Salida filtro paso bajo activo y paso alto pasivo con carga de 100 Ω

COMPARACIÓN DE LOS TRES CANALES

En el diagrama de Bode que se muestra en la figura 5, se puede comparar el funcionamiento de los tres filtros. En el caso del canal 1 (negro) se observa una atenuación de 6 dB respecto a la señal original (de 6 dB). En el canal 2 (azul) se puede apreciar como la señal sufre una atenuación mayor a la frecuencia de corte, pero ésta se mantiene. Por último, en el canal 3 (rojo), se observa como la atenuación es mucho mayor y la frecuencia de corte queda desplazada significativamente.

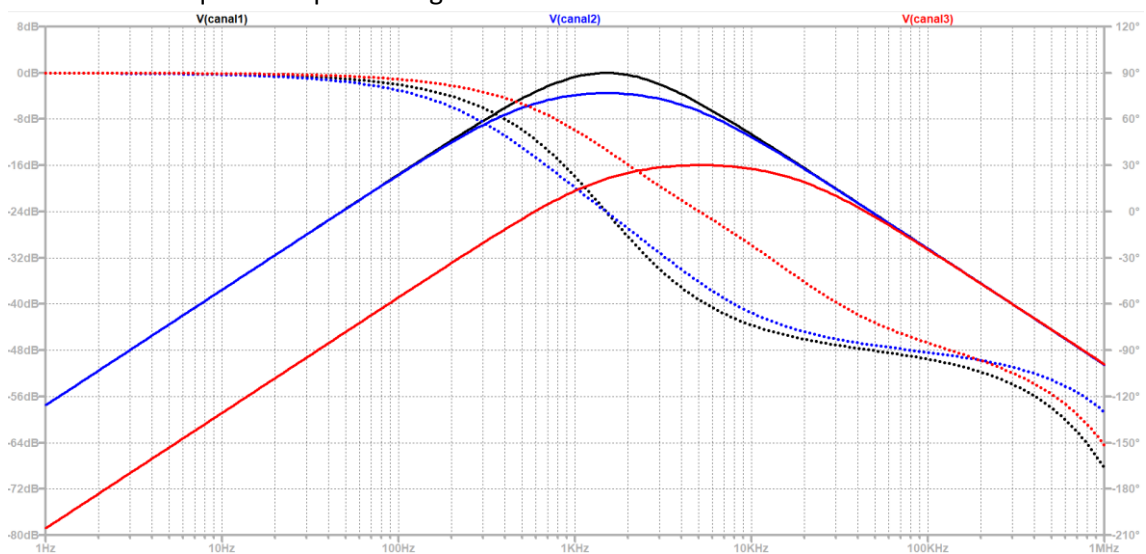


Figura 57: Comparación diagramas de Bode

En la figura 58 se muestran las señales de salida de los tres canales comparadas con la señal de entrada.

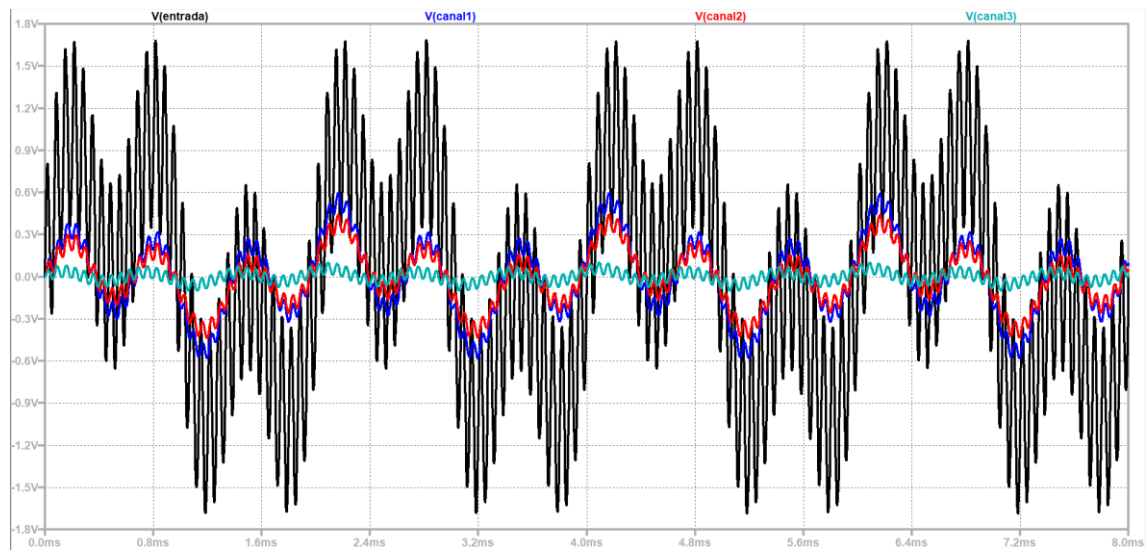


Figura 58: Comparación de las salidas de los tres canales

ECUALIZADOR

Para este experimento se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectará la entrada de audio. Módulos necesarios:

- 1x Filtro paso alto Sallen-Key
- 1x Filtro paso bajo Sallen-Key
- 1x Filtro paso banda Sallen-Key (1500Hz)
- 3x Módulos de conexión
- 3x Módulos de carga

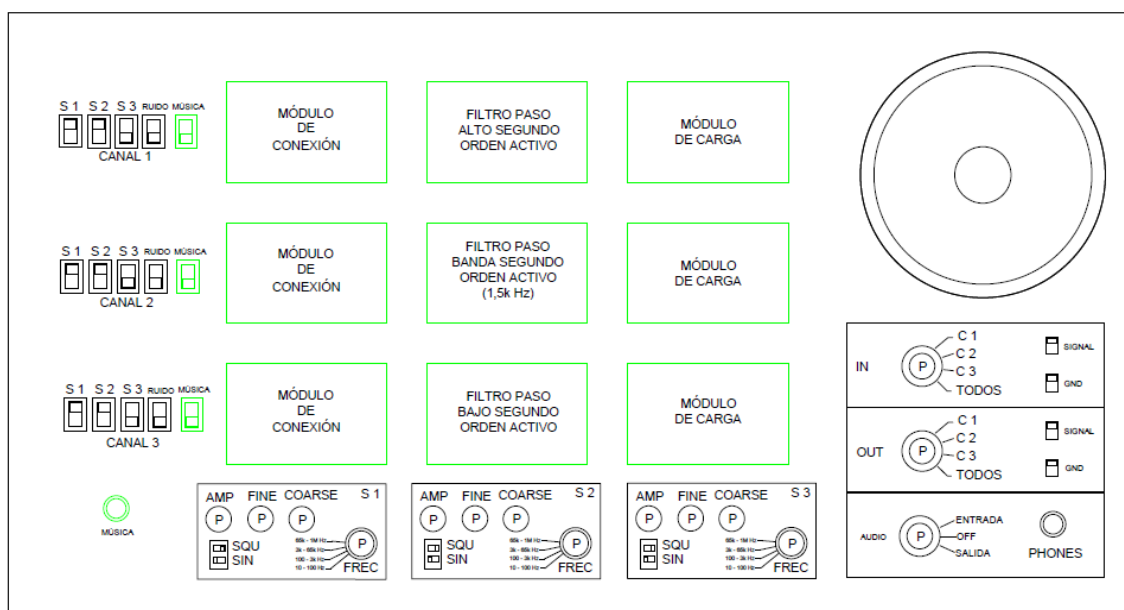


Figura 59: Montaje del experimento

En el experimento se observará el procedimiento de separación de los diferentes rangos de frecuencias de la señal de audio y su ecualización en modo pasivo.

Para ello, se colocará el filtro paso alto en el canal 1, el paso banda en el canal dos y el paso bajo en el canal 3, así como un filtro de carga al final de cada canal según se muestra en la figura 59. En esta configuración, el canal 1 filtrará las frecuencias agudas, el canal dos las medias y el 3 los graves.

Primero se debe aislar cada canal a la salida para seleccionar el rango de frecuencias que se quiere filtrar con los filtros paso alto y paso bajo. Después, se seleccionará de la suma de todos los canales a la salida y con los potenciómetros de carga se regulará el contenido de cada rango en la suma final.

Debido a los desfases producidos por los filtros, habrá zonas dentro del espectro donde se producirán choques entre frecuencias debido a la diferencia de fase. El filtro paso banda produce un adelanto de fase en frecuencias inferiores a la de corte mientras que el filtro paso bajo produce un retraso, por lo que al unir la salida de ambos filtros se producirán ruidos. En el caso de las frecuencias superiores se producirá el mismo fenómeno ya que el filtro paso alto adelanta la fase en frecuencias inferiores a la de corte mientras que el paso banda las adelanta. Estos choques se producirán en puntos con una gran atenuación, lo que hace que el ruido sea difícilmente apreciable.

OBTENCIÓN DE LA FUNDAMENTAL DE UNA ONDA CUADRADA

Para este experimento se emplearán los tres canales del panel, a los que se conectará la señal 1. Módulos necesarios:

- 2x Filtro paso bajo primer orden activo
- 2x Filtro paso bajo segundo orden Sallen-Key
- 5x Módulo de conexión

El montaje se debe realizar tal y como se muestra en la figura 60.

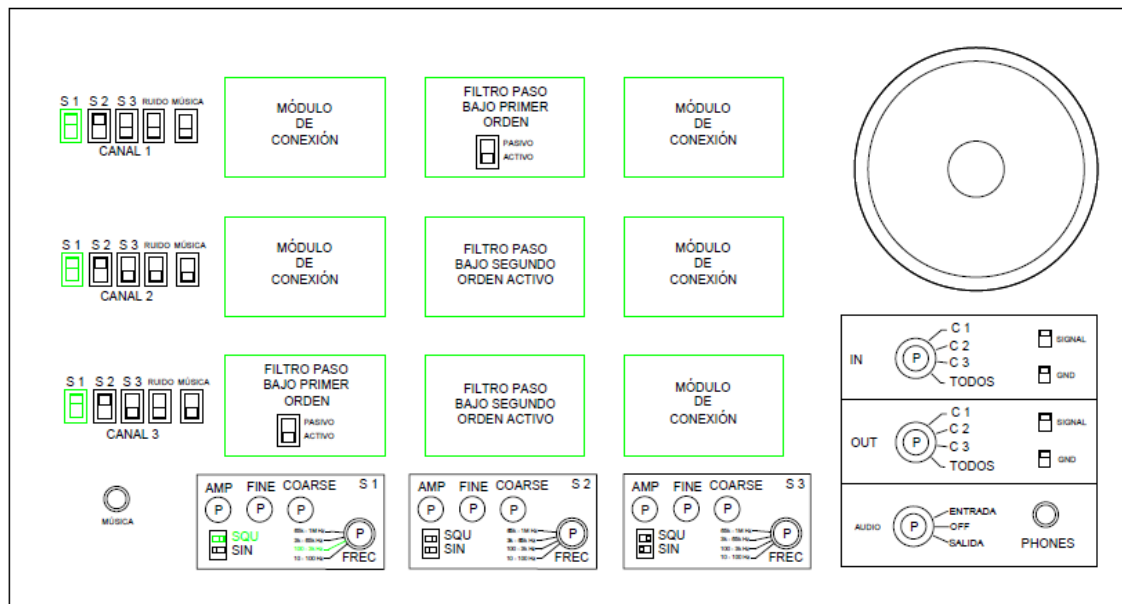


Figura 60: Montaje del experimento

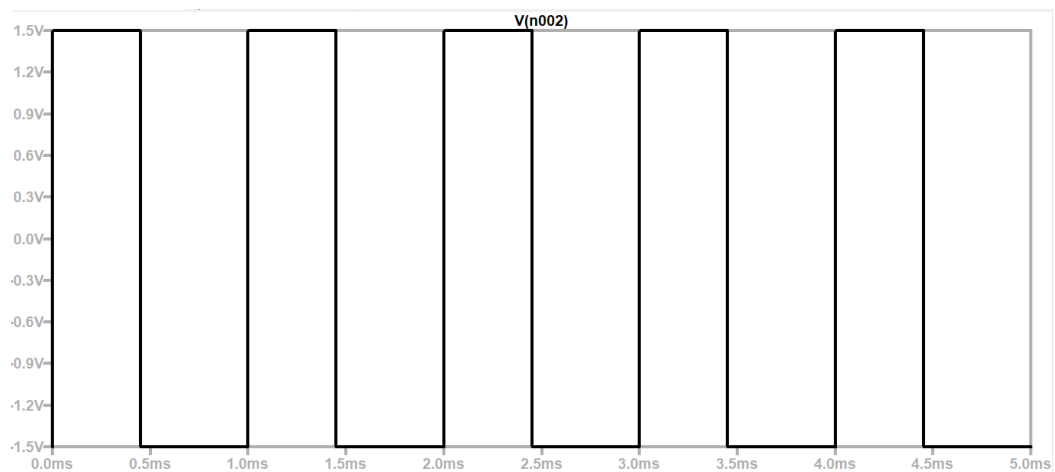


Figura 61: Señal cuadrada de 1 kHz

Para este experimento, se elegirá una onda cuadrada de una frecuencia comprendida entre 1kHz y 10kHz. En el ejemplo se empleará una onda cuadrada de 1 kHz (figura 61).

En el primer canal se ajustarán los filtros hasta lograr aislar la componente fundamental de la señal cuadrada (frecuencia elegida).

Se analizan los resultados de cada canal por separado.

CANAL 1: FILTRO DE PRIMER ORDEN ACTIVO

En el diagrama de Bode del filtro de primer orden (figura 62), se puede observar una atenuación de 20 dB por década en frecuencias superiores a la fundamental. Además, se observa un desfase de 45° sobre la fundamental.

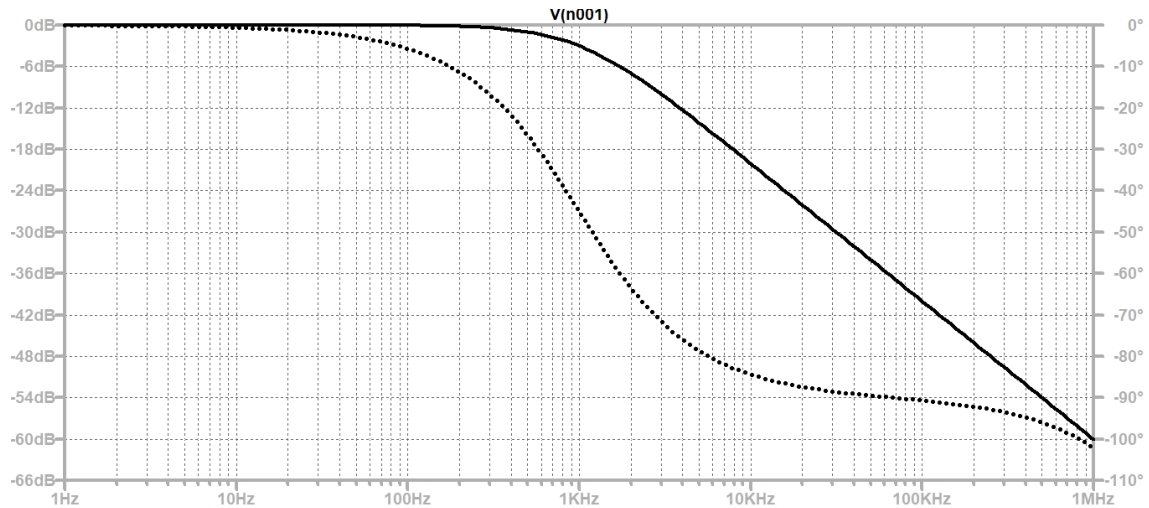


Figura 62: Diagrama de Bode canal 1

En cuanto a la señal de salida (figura 63), observamos la presencia de armónicos, lo que causa una deformación en la señal. Debido a esta deformación, no es posible medir la atenuación de la señal en este caso.

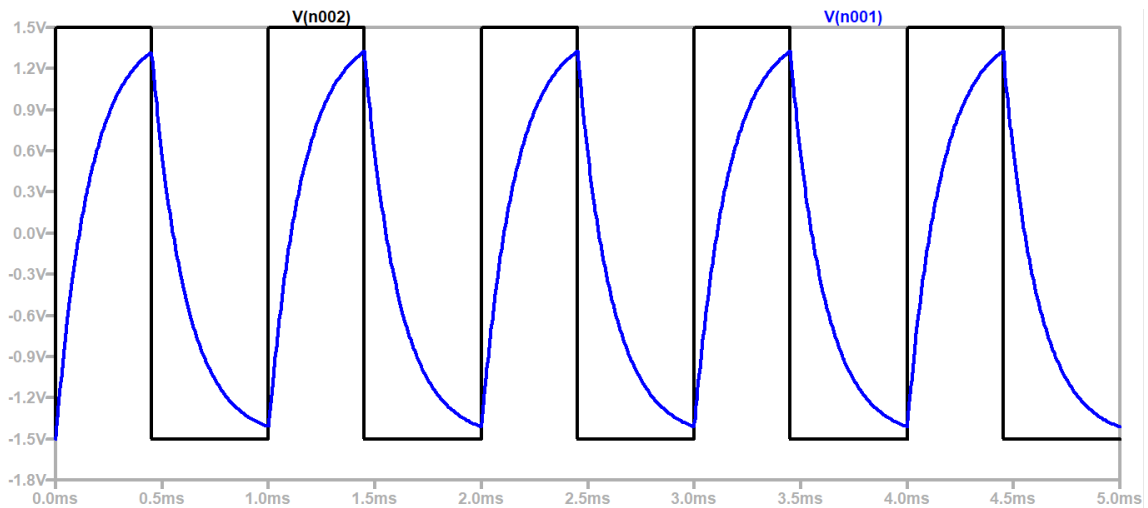


Figura 63: Señal de salida del canal 1

CANAL 2: FILTRO PASO BAJO SEGUNDO ORDEN ACTIVO

En este caso, el diagrama de Bode del filtro resultante (figura 64) muestra una atenuación de 40 dB por década en las frecuencias superiores manteniendo la atenuación de 3 dB en la fundamental. Además, se observa un desfase de 90° sobre la fundamental. Por otro lado, se observa un leve repunte de la ganancia a partir de 13 kHz aproximadamente, lo cual puede producir algo de ruido de alta frecuencia en la señal.

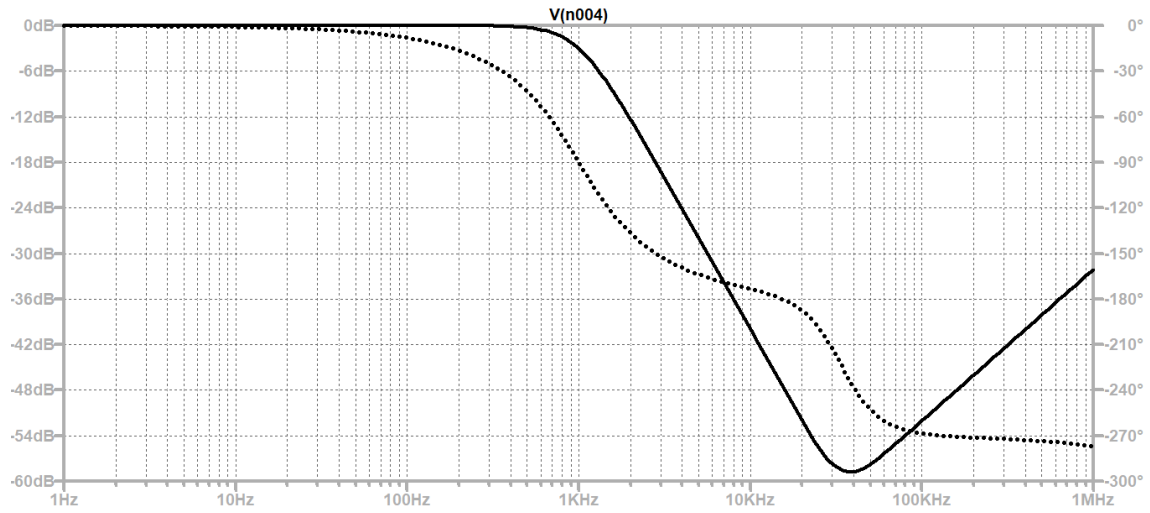


Figura 64: Diagrama de Bode Canal 2

En la señal de salida (figura 65) se observa que se reduce considerablemente el contenido de armónicos, lo que hace que la señal se asemeje más a una senoidal pura.

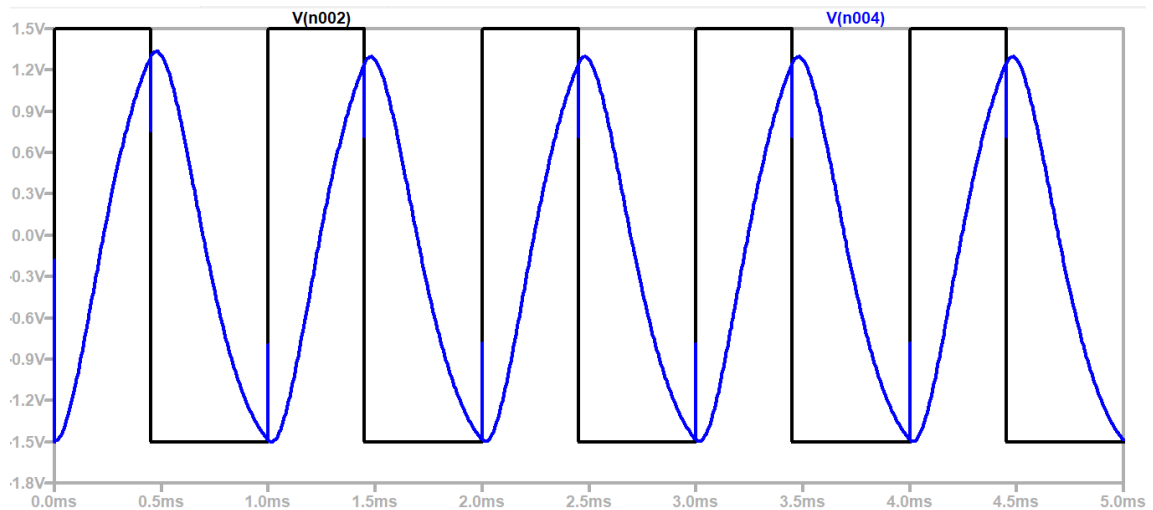


Figura 65: Señal de salida del canal 2

CANAL 3: UN FILTRO DE PRIMER ORDEN ACTIVO Y UN FILTRO DE SEGUNDO ORDEN ACTIVO

En este canal se pretende aumentar de nivel el filtro paso bajo para aislar aún más la fundamental de los armónicos superiores. Al introducir un filtro de primer orden paso bajo, se obtiene una atenuación de 60 dB por década en las frecuencias superiores, pero también aporta un desfase de 45° sobre la fundamental, lo que sumado al filtro de segundo orden se traduce en 135° tal y como se puede observar en la figura 66.

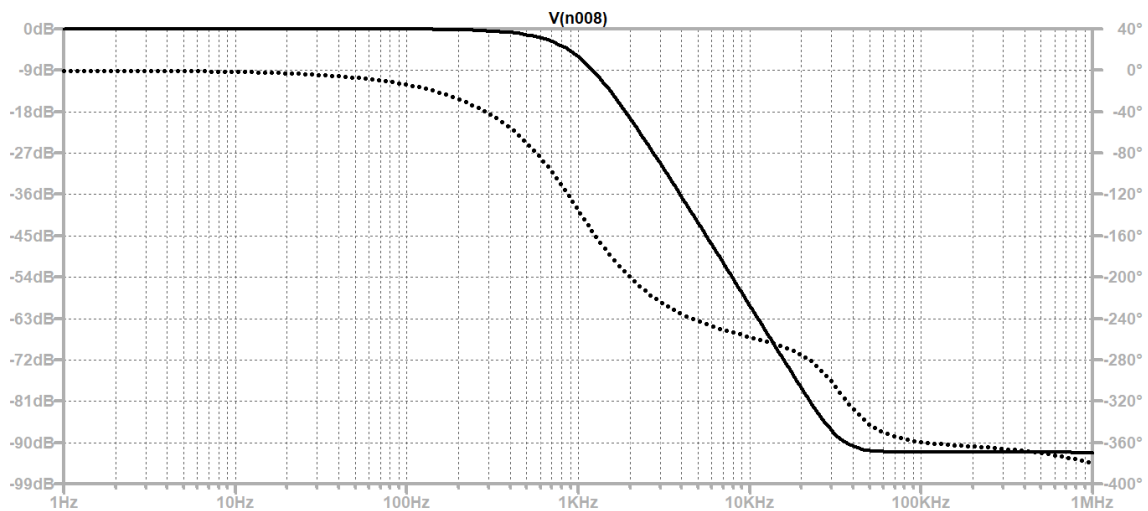


Figura 66: Diagrama de Bode Canal 3

En cuanto a la señal de salida (figura 67), se obtiene una atenuación mayor que en el resto de los casos, pero se observa una señal algo más limpia que en el resto de los canales.

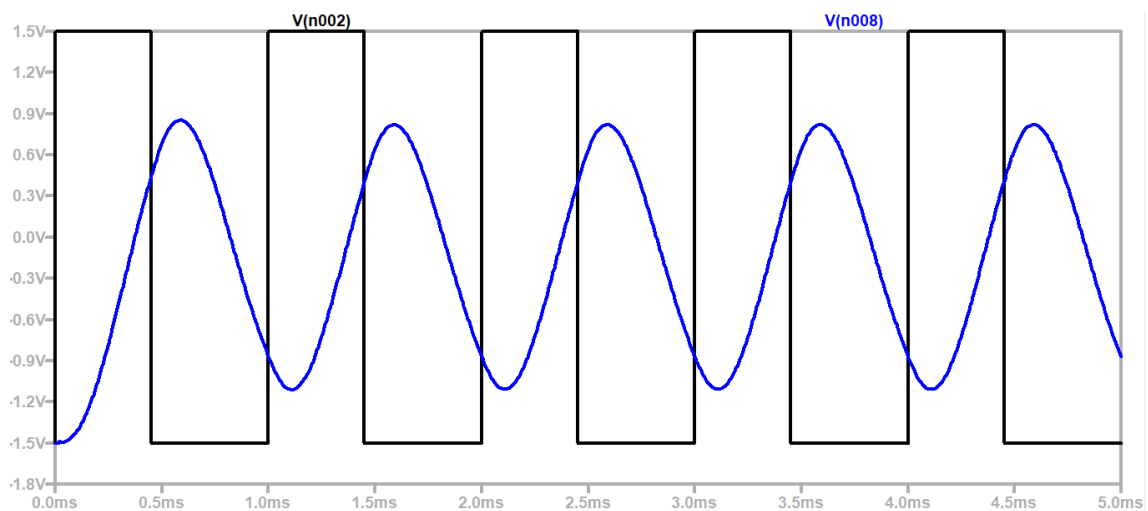


Figura 67: Señal de salida del canal 3

COMPARACIÓN DE LAS TRES OPCIONES

Una vez visto el comportamiento de las tres opciones de filtrado planteadas, se pueden juntar sus tres diagramas de Bode para observar las diferencias (figura 68). En el diagrama del canal 1 (negro) se puede observar que tanto atenuación como el desfase son los menores, lo que se traduce en una señal más alejada de una senoidal pura tal y como se puede comprobar en la figura 69.

Por otro lado, la alternativa del canal 2 (azul) presenta un buen comportamiento para este experimento, ya que aísla bien la señal fundamental introduciendo una atenuación de 3 dB y un desfase de 90°

Por último, en el canal 3 (rojo) se obtiene una onda algo más limpia, pero con mayor atenuación y desfasada 135° respecto de la entrada.

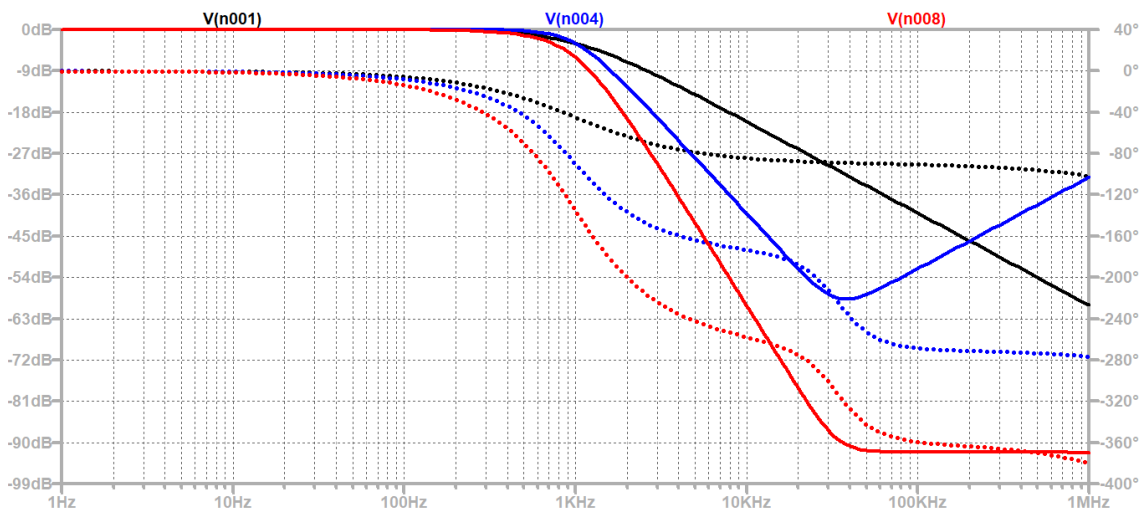


Figura 68: Diagrama de Bode Total

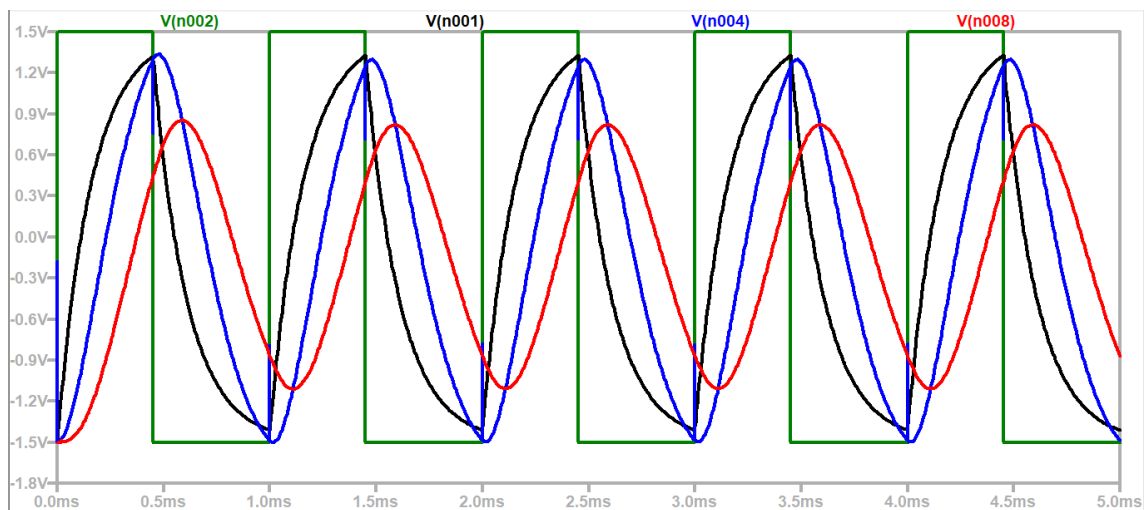


Figura 69: Comparación de las salidas de los tres canales